3/12

Basis-schakelingen met operationele versterkers

Inhoud

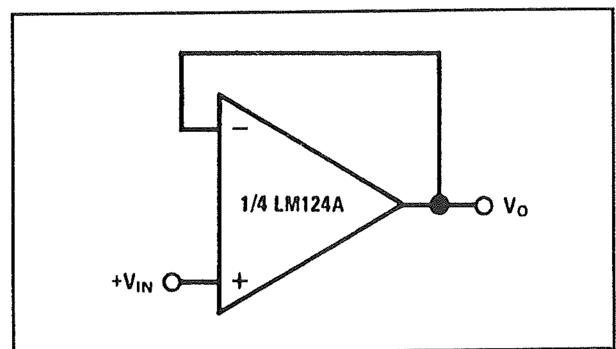
3/12.1
Op-amp's als spanningsvolgers

Inleiding

De spanningsvolger
De spanningsvolger is een schakeling die een spanningsversterking van 1 heeft. Het signaal op de uitgang is dus even groot als het signaal op de ingang. Een tweede eigenschap van de schakeling is dat de ingangsimpedantie zeer groot is en de uitgangsimpedantie zeer laag. Vandaar dat deze schakeling ook wel eens "impedantietrafo" of "buffer" wordt genoemd. Het ingangssignaal wordt gebufferd en staat onder precies dezelfde vorm, maar over een zeer lage impedantie, ter beschikking voor verdere verwerking.

De eenvoudigste en bekendste spanningsvolger is de emittervolger, opgebouwd uit een transistortrap waarvan de collector verbonden is met de voeding en de belastingsweerstand in de emitter geschakeld is. Deze schakeling heeft een aantal nadelen en kan op een zeer eenvoudige manier vervangen worden door een schakeling rond een operationele versterker.

Basisschakeling met op-amp
Het eenvoudige basisschema van de spanningsvolger met op-amp is getekend in figuur 3/12.1-1. Het ingangssignaal wordt rechtstreeks aangeboden aan de niet-inverterende ingang van de versterker. De inverterende ingang gaat rechtstreeks naar de uitgang.



Figuur 3/12.1-1: Het basisschema van een spanningsvolger met op-amp.

De eigenschappen van de schakeling zijn gemakkelijk te begrijpen als men rekening houdt met een van de basiseigenschappen van een teruggekoppelde operationele versterker. De schakeling zal zichzelf zo instellen dat de spanning op de inverterende ingang gelijk wordt aan de spanning op de niet-inverterende ingang.

Het zal dan onmiddellijk duidelijk zijn dat dit tot gevolg heeft dat de uitgangsspanning gelijk wordt aan de ingangsspanning!

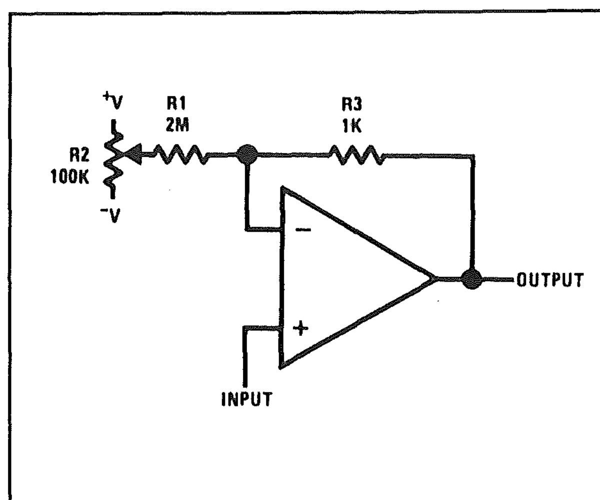
De verklaring van de zeer hoge ingangsimpedantie volgt uit hetzelfde verschijnsel. Tussen beide ingangen kan men een denkbeeldige weerstand veronderstellen. Deze weerstand bepaalt in hoge mate de

ingangsimpedantie van de versterker. Nu staat er aan beide aansluitingen van deze weerstand dezelfde spanning. Het gevolg is dat er geen stroom door de weerstand vloeit en dat de ingangsimpedantie dus in principe oneindig is. In principe, omdat er in een praktische schakeling wel iets minder versterkt wordt dan de eenheid. Een praktische waarde voor de spanningsversterking is 0,995. Er bestaat dus toch een heel klein spanningsverschil tussen beide ingangen en er vloeit dus ook een zeer kleine stroom door de interne weerstand tussen beide ingangen. Deze kleine stroom is er de oorzaak van dat de ingangsimpedantie niet oneindig is, maar zeer groot. Zelfs met een normale bipolaire op-amp zoals een 741 zijn waarden in het GΩ-bereik te realiseren.

Ook de zeer lage uitgangsimpedantie volgt uit de spanningsgelijkheid tussen beide ingangen. Als de schakeling belast wordt, dan zal er een spanning vallen over de inwendige uitgangsimpedantie. Het gevolg is dat de uitgangsspanning zou willen gaan dalen. Maar daar deze spanning rechtstreeks wordt teruggekoppeld naar de niet-inverterende ingang zou er dan een spanningsverschil tussen de twee ingangen ontstaan. De op-amp zal nu onmiddellijk reageren door zijn gesloten lus versterking te verhogen. Het gevolg is dat de spanningsgelijkheid tussen de twee ingangen wordt hersteld en de uitgangsspanning dus weer gelijk wordt aan de ingangsspanning. Voor de buitenwereld lijkt het er op alsof de op-amp een zeer lage uitgangsimpedantie heeft.

Offset-compensatie van de spanningsvolger

Enkelvoudige operationele versterkers hebben meestal twee aansluitingen waartussen men een schakeling kan aansluiten voor het compenseren van de offset van het IC. Gebruikt men echter viervoudige schakelingen, dan zijn dergelijke aansluitingen niet aanwezig. Men moet dan gebruik maken van een externe offsetcompensatie. Een bruikbaar schema daarvoor is getekend in figuur 3/12.1-2.



Figuur 3/12.1-2: Externe offset-compensatie voor de spanningsvolger.

De inverterende ingang wordt via een hoge weerstand R1 verbonden met de loper van een veel laag-ohmiger instelpotentiometer R2. Deze loper is geschakeld tussen de voedingsspanningen van de versterker.

Het instelbereik van deze compensatie wordt gegeven door de uitdrukking:

$U_{offset} = +/-V \, . \, (R3/R1)$

Overigens heeft men bij de spanningsvolger niet erg veel last van de offset. Vanwege de rechtstreekse terugkoppeling tussen uitgang en inverterende ingang is de spanningsversterking gelijk aan 1. Ook de offsetspanning wordt dus niet versterkt, zodat men alleen te maken heeft met de eigen onversterkte offset van de toegepaste op-amp. Deze ligt in het mV-bereik!

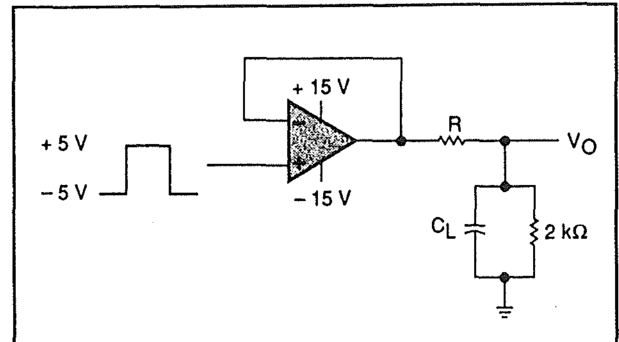
12.1 Op-amp's als spanningsvolgers

Frequentie-compensatie van de spanningsvolger

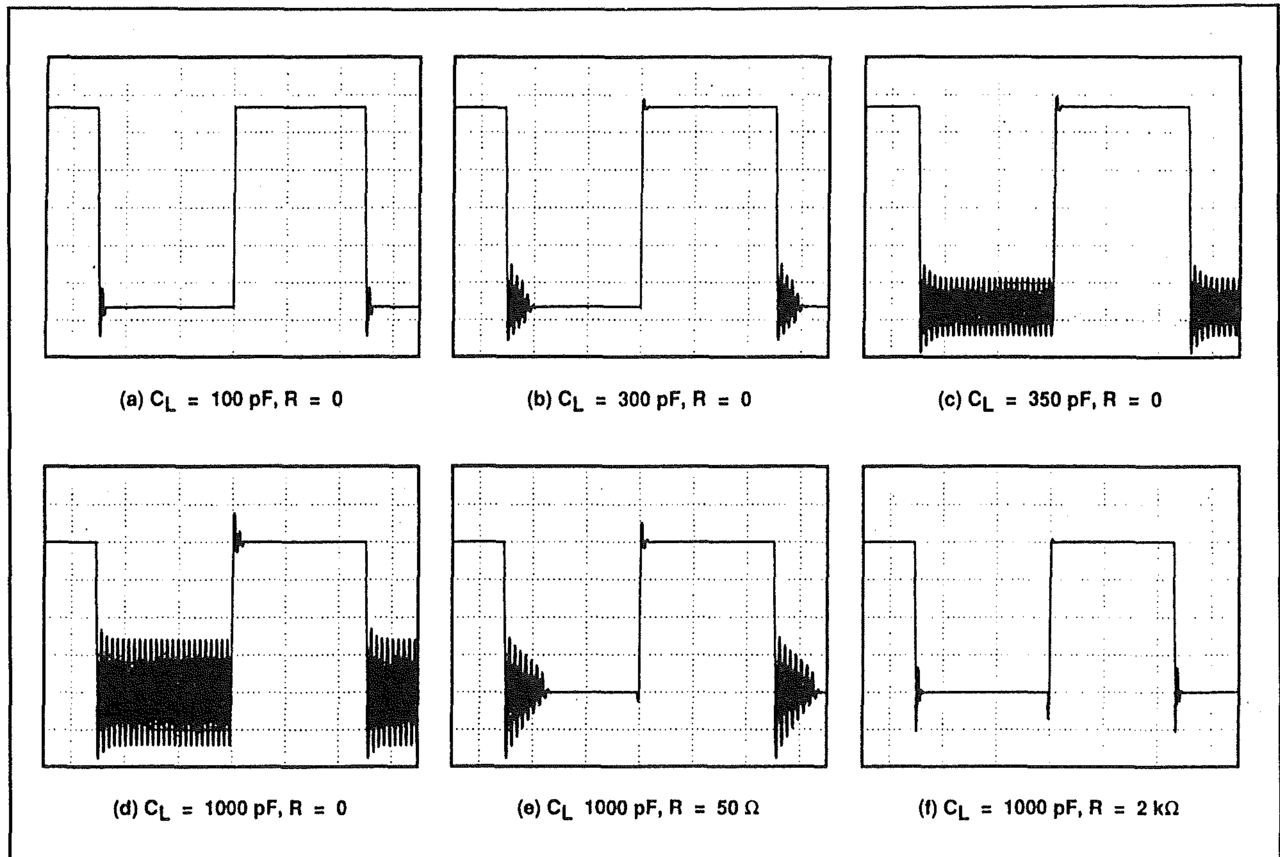
De basisschakeling van figuur 3/12.1-1 zal men in de praktijk niet vaak aantreffen. In het echte leven wordt iedere schakeling belast door de serieschakeling van een weerstand en een condensator, zie figuur 3/12.1-3.
Deze condensator C_L is de paracitaire bedradingscapaciteit van de schakelingen die op de uitgang van de spanningsvolger zijn aangesloten.

Als men aan een dergelijke praktische schakeling een snelle pulsvormige spanning legt, dan zal er op de uitgang een paracitaire oscillatie verschijnen.

De amplitude van deze oscillatie en de uitslingeringstijd ervan zijn afhankelijk van de mate van capacitieve belasting van de schakeling.



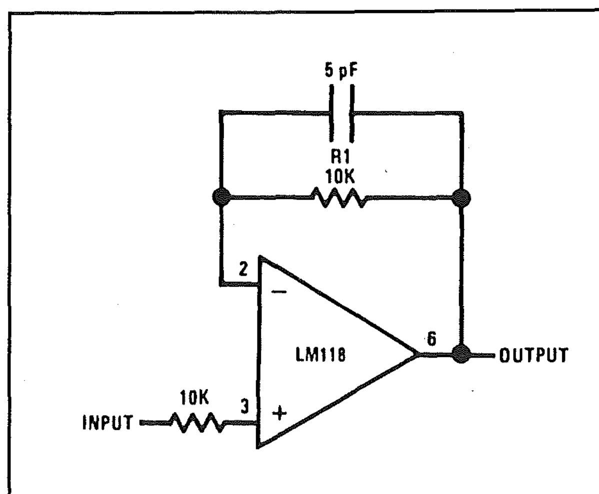
Figuur 3/12.1-3: Capacitieve belasting van een spanningsvolger veroorzaakt oscillaties.



Figuur 3/12.1-4: Het ontstaan van paracitaire oscillatie op de uitgang onder invloed van een capacitieve belasting.

In de grafieken van figuur 3/12.1-4 zijn zes voorbeelden van dit verschijnsel getekend. Hieruit blijkt duidelijk dat zelfs bij een capacitieve belasting van enige honderden pF het uitgangssignaal ernstig verontreinigd wordt!

Om dit verschijnsel te voorkomen moet men enige extra componenten aanbrengen, zoals getekend in figuur 3/12.1-5. De ingangsspanning wordt via een relatief lage weerstand (ongeveer 10 kΩ) verbonden met de niet-inverterende ingang. Tussen de inverterende ingang en de uitgang wordt een identieke weerstand geschakeld, overbrugd door een kleine condensator (pF-bereik).



Figuur 3/12.1-5: Het compenseren van capacitieve belastingen.

Nu heeft een print een bepaalde oppervlakteweerstand, die veroorzaakt wordt door vervuiling van het printmateriaal, soldeerflux en condenseren van waterdamp uit de lucht. Deze effecten zorgen ervoor dat de praktische ingangsimpedantie veel lager ligt dan deze die in feite haalbaar is.

Heeft men een toepassing, waarbij een zeer hoge ingangsimpedantie zeer belangrijk is, dan kan men de genoemde effecten voor een deel compenseren door guarding toe te passen.
Guarding is een speciale printtechniek, waarbij de punten op de print die zeer hoogimpedant moeten zijn worden afgeschermd van de omgeving. Rond deze punten wordt een koperen geleider aangebracht, die op hetzelfde potentiaal wordt gezet als de af te schermen punten. Belangrijke voorwaarde daarbij is dat deze ring laagimpedant is. Het zal duidelijk zijn dat een spanningsvolger een ideale schakeling is om te guarden. De uitgangsspanning van de schakeling voldoet immers aan de guarding-voorwaarden. De uitgang staat op dezelfde spanning als de

Verbeteren van de ingangskarakteristieken

Inleiding

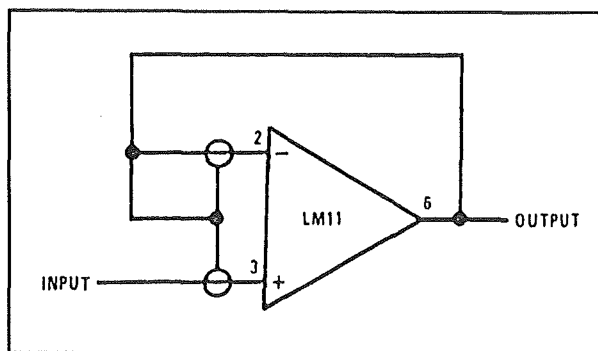
Het basisschema van de spanningsvolger met een operationele versterker heeft al zeer gunstige ingangseigenschappen. Toch kan het bij sommige toepassingen noodzakelijk zijn deze eigenschappen nog verder op te voeren. In de volgende paragrafen worden enige daarvoor bruikbare technieken toegelicht.

Guarding bij een spanningsvolger

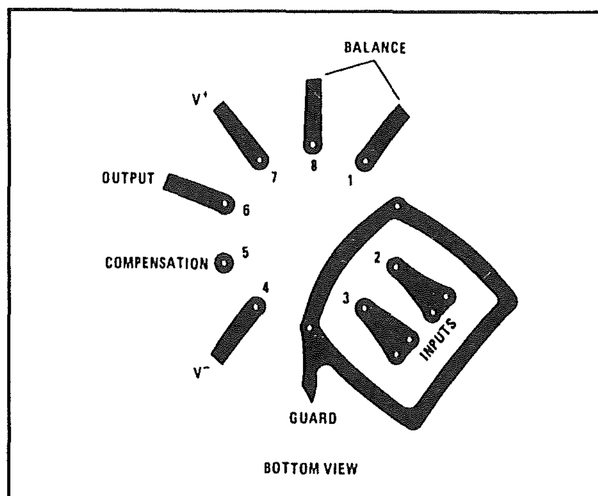
Met operationele versterkers met FET-ingangen kan men de spanningsvolger een ingangsimpedantie geven die ver in het 100 GΩ bereik ligt. In de praktijk is het echter zeer moeilijk om dergelijke waarden te handhaven. De op-amp zweeft immers niet in een of ander inert, volledig watervrij gas, maar zit gesoldeerd op een print.

ingang en heeft bovendien een zeer lage impedantie.

Het guarding-schema is getekend in figuur 3/12.1-6. De guarding rond de twee ingangen wordt aangegeven door een cirkeltje rond de lijnen te tekenen. Deze cirkeltjes zijn verbonden met de laagimpedante uitgang van de spanningsvolger.



Figuur 3/12.1-6: Het guarding-principe toegepast bij een spanningsvolger.



Figuur 3/12.1-7: De guarding op de print.

Hoe deze guarding in de praktijk op de print wordt gerealiseerd volgt uit figuur 3/12.1-7. Rond de twee aansluitingen van de ingangen (hier wordt een ronde op-amp gebruikt) wordt een koperen ring aangebracht. Deze ring omsluit niet alleen de twee ingangspennen van de op-amp, maar ook de koperen eilandjes van de onderdelen die met deze pennen verbonden zijn. Deze guarding-ring gaat via een koperen baan naar de uitgang van de op-amp.

Het zal duidelijk zijn hoe deze guarding werkt. Kruipstromen over het oppervlak van de print kunnen nu niet meer ontstaan tussen de hoogimpedante ingangen en een punt dat op een afwijkende spanning staat. Beide ingangen zijn immers volledig omgeven door de ring die op dezelfde spanning staat. En het is nu eenmaal zo dat tussen twee punten die op dezelfde spanning staan geen stroom kan vloeien! De effecten van printverontreinigingen op de ingangsimpedantie van de spanningsvolger worden dus gecompenseerd.

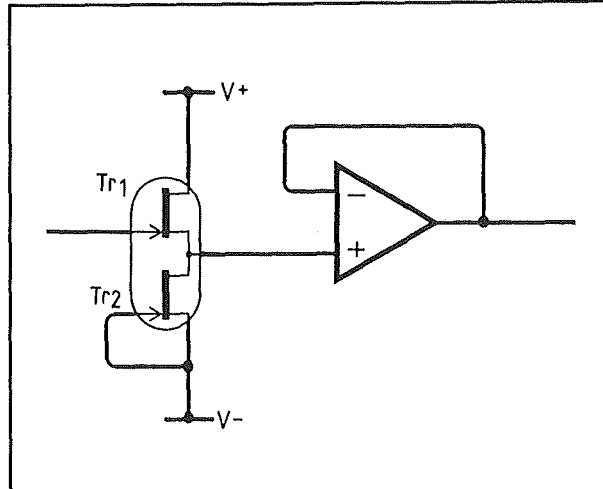
Het verhogen van de ingangsimpedantie door middel van FET's

Voor bepaalde zeer kritische toepassingen in de professionele elektronica kan het noodzakelijk zijn de ingangsimpedantie van een spanningsvolger toch nog te verhogen. Er moeten dan externe schakelingen rond de ingangen van de op-amp worden opgebouwd.

De meest eenvoudige oplossing is getekend in figuur 3/12.1-8.
De niet-inverterende ingang van de op-amp wordt vooraf gegaan door een dubbele FET. De onderste FET is als stroombron geschakeld, die de stroom I_{DSS} van de bovenste FET vast legt. Omdat beide FET's identieke eigenschappen hebben en op dezelfde temperatuur staan kan men stellen dat de gate-source spanningen van beide halfgeleiders identiek zijn. Het middelpunt van beide FET's zal daar-

door op hetzelfde potentiaal staan als de ingang. De op-amp zorgt met zijn hoge ingangsimpedantie ervoor dat de gelijkheid van beide drainstromen niet wordt verstoord.

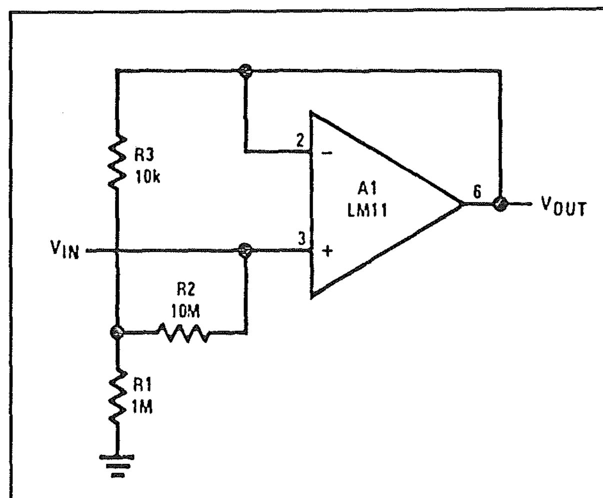
Met dergelijke schakelingen zijn ingangsimpedanties in het TΩ-gebied in theorie haalbaar. Maar het zal duidelijk zijn dat dan de allerhoogste eisen worden gesteld aan het printontwerp en dat men guarding moet toepassen.



Figuur 3/12.1-8: Het verhogen van de ingangsimpedantie door het voorschakelen van een dubbele FET.

Het verhogen van de schijnbare ingangsimpedantie door middel van bootstrapping

Het gebruik van de standaard schakeling van een spanningsvolger heeft als nadeel dat de ingang alleen verbonden is met de niet-inverterende ingang van de op-amp met zijn zeer hoge ingangsimpedantie. Sommige ingangsschakelingen willen echter een relatief kleine weerstand "zien" tussen hun uitgang en de massa.
Men kan dan gebruik maken van het zogenaamde "bootstrapping"-principe. Dat is een principe dat stamt uit de buizenperiode van de elektronica. Bij dit systeem staat er een relatief kleine weerstand tussen de ingang en de massa, maar wordt de uitgang ook teruggekoppeld naar deze ingang, waardoor er minder stroom uit dit punt kan afvloeien naar de massa.



Figuur 3/12.1-9: Het bootstrappen van de ingang.

Het basissysteem van bootstrapping bij een moderne spanningsvolger met een operationele versterker is getekend in figuur 3/12.1-9. De uitgang van de schakeling gaat naar een spanningsdeler R1/R3. De verhouding tussen beide weerstanden moet groot zijn.
Het knooppunt tussen beide weerstanden wordt via een weerstand R2 verbonden met de niet-inverterende ingang.

Bij bestudering van het schema zou men kunnen denken dat de ingangsimpedantie van de schakeling slechts 11 MΩ bedraagt. Tussen de ingang en de massa staan immers de weerstanden R2 en R1 in serie geschakeld. Als de schakeling actief wordt, dan zal de terugkoppeling van de uitgang naar de niet-inverterende ingang er echter voor zorgen dat het knooppunt van de weerstanden R1 en R3 op hetzelfde

12.1 Op-amp's als spanningsvolgers

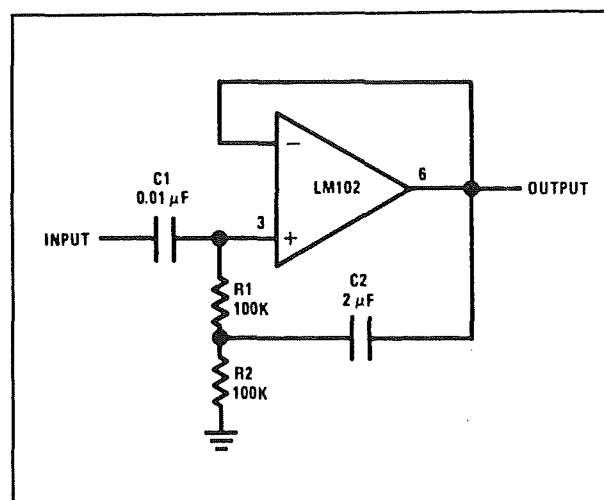
potentiaal als de uitgang komt te staan. Dat is per definitie ook de spanning die op de ingang staat. Over weerstand R2 valt dus geen spanning met als gevolg dat er geen stroom doorheen loopt.
De ingangsspanning "ziet" dus nu een zeer hoge schijnbare ingangsimpedantie. Met een aloude 741 kan men op een dergelijke manier een spanningsvolger maken met een ingangsimpedantie van meer dan 10 GΩ.

In figuur 3/12.1-10 is een schakeling met bootstrapping getekend voor een spanningsvolger die men kan gebruiken voor het afsluiten van laagfrequent schakelingen. Door het gebruik van het bootstrap principe kan men met een zeer kleine koppelcondensator van slechts 10 nF werken, terwijl toch de laagfrequent signalen onverzwakt door de schakeling gaan.

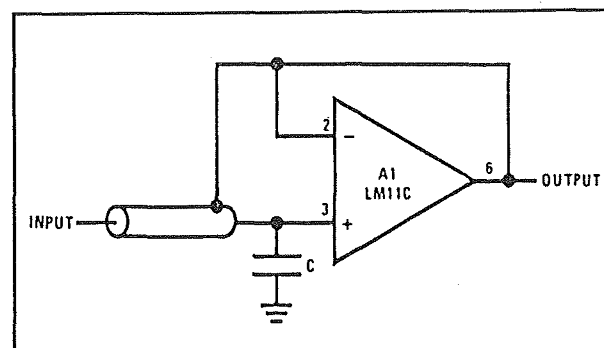
Kabel bootstrapping met een spanningsvolger

Van het besproken bootstrap principe kan ook gebruik worden gemaakt als men hoogimpedante schakelingen door middel van een lange afgeschermde kabel met een apparaat moet verbinden. De meest logische gang van zaken is dat men in die schakeling een spanningsvolger opneemt en de zeer laagimpedante uitgang daarvan op de afgeschermde kabel aansluit. De kabelcapaciteit zal dan niet erg veel invloed hebben op het signaal. Maar dat is echter niet altijd mogelijk! Denk maar aan een hoogimpedante microfoon. Zou men daar een schakeling willen inbouwen, dan zou men ofwel batterijen moeten gebruiken om deze schakeling te voeden, of de voedingsspanningen via de kabel overbrengen. Maar dat laatste gaat niet met een enkelvoudig afgeschermde kabel.

De oplossing voor dit probleem is getekend in figuur 3/12.1-11. De uitgang van de spanningsvolger wordt niet alleen verbonden met de inverterende ingang van de operationele versterker, maar ook met de afscherming van de kabel.
Dat is in feite niets anders dan het toepassen van guarding op de kabel! Tussen de afgeschermde ader van de kabel en de afscherming staat nu immers geen spanningsverschil, met als gevolg dat de paracitaire capaciteit van de kabel geen invloed op het signaal heeft.



Figuur 3/12.1-10: Het gebruik van bootstrapping in een laagfrequent versterker.



Figuur 3/12.1-11: Het toepassen van bootstrapping op een kabel.

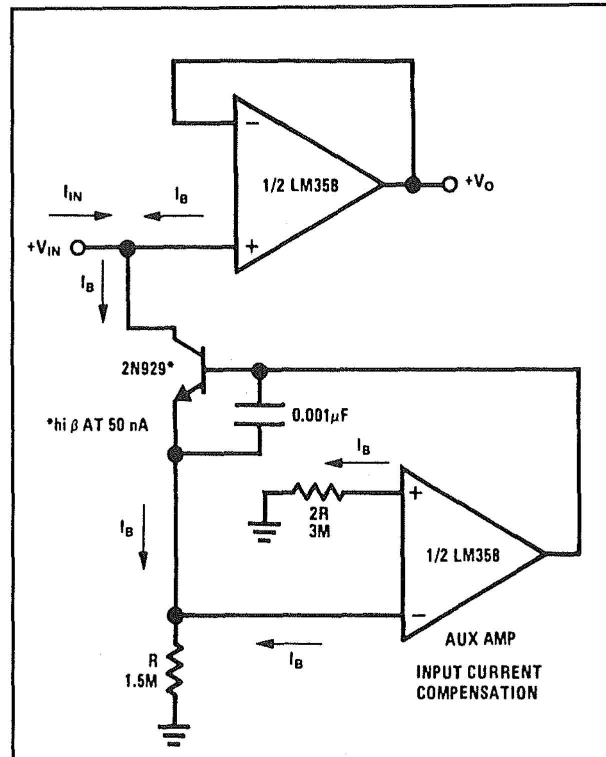
12.1 Op-amp's als spanningsvolgers

Op deze manier is het mogelijk een hoogimpedante microfoon zonder buffering bij de microfoon via een tien meter lange kabel met een versterker te verbinden, zonder dat de hoge frequenties door de capaciteit van de kabel worden verzwakt.

Het compenseren van de biasstroom
Een operationele versterker heeft een bepaalde biasstroom I_B. Dat is de stroom die uit de ingang vloeit naar de op de ingang aangesloten schakeling. Deze stroom is zeer klein, afhankelijk van het soort opamp ligt de waarde van deze stroom in het µA- tot nA-gebied.
Bij bepaalde kritische toepassingen kan het vloeien van deze stroom echter bezwaarlijk zijn. Te denken valt aan schakelingen met fotodetectoren, waarbij de detector een zeer kleine stroom levert die recht evenredig is met het licht dat op de detector invalt. De biasstroom zal dan tot gevolg hebben dat de stroom die door de detector geleverd wordt niet meer recht evenredig is met de lichtintensiteit. Bovendien is de biasstroom van een operationele versterker afhankelijk van de temperatuur. Daardoor gaat het evenredige verband tussen de uitgangsstroom van de detector en het gemeten verschijnsel helemaal verloren!

Heeft men ooit te maken met dit soort problemen, dan kan men de schakeling van figuur 3/12.1-12 toepassen.

De bovenste operationele versterker is de spanningsvolger die het onderdeel afsluit dat een stroom I_{IN} levert. De op-amp zélf levert een biasstroom I_B. Zonder compensatie zou deze stroom zich van de ingangsstroom aftrekken. De onderste operationele versterker levert echter een afvoerpad voor deze biasstroom.



Figuur 3/12.1-12: Het compenseren van de biasstroom van een spanningsvolger.

De schakeling gaat er van uit dat beide operationele versterkers dezelfde biasstroom hebben. Dat is het geval als men een dubbele op-amp toepast. De schakeling rond de onderste op-amp is niets anders dan een stroombron, die er voor zorgt dat de collectorstroom van de transistor 2N929 precies gelijk is aan de waarde van de biasstroom. De werking berust alweer op het feit dat de op-amp de spanning op beide ingangen identiek wil maken. De niet-inverterende ingang van de onderste op-amp gaat via een weerstand van 3 MΩ naar de massa. De biasstroom uit deze ingang zal over deze weerstand een bepaalde spanning opbouwen. De inverterende ingang gaat via een weerstand van 1,5 MΩ naar de massa. Let op de 1/2 verhouding tussen beide weerstanden. De biasstroom die uit de inverterende ingang

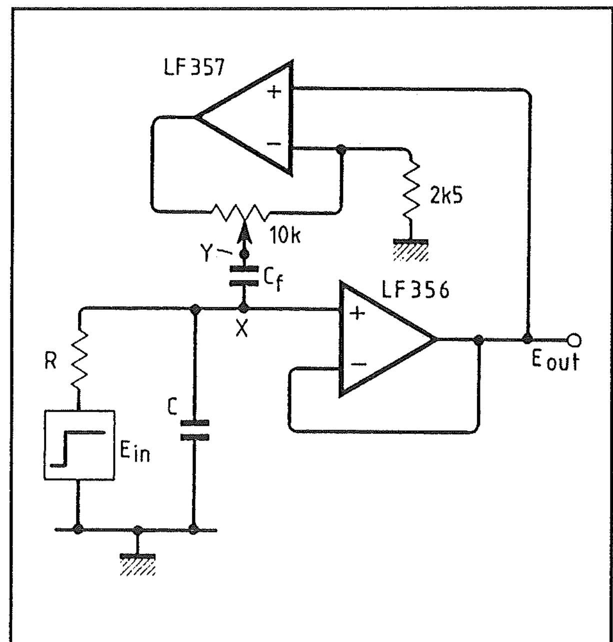
vloeit zal dus over deze weerstand een spanning opwekken die gelijk is aan de helft van de spanning over de 3 MΩ weerstand. Er bestaat dus een spanningsverschil tussen beide ingangen en de op-amp zal dit spanningsverschil tot nul gaan reduceren. De uitgang van de op-amp stuurt de basis van de transistor. Deze halfgeleider gaat geleiden, met als gevolg dat er een bepaalde collectorstroom gaat lopen. Deze stroom wekt echter over de weerstand van 1,5 MΩ een spanningsval op. De schakeling stelt zichzelf zo in dat de spanning over de weerstand van 1,5 MΩ gelijk wordt aan de spanningsval over de weerstand van 3 MΩ. Dat kan alleen maar als er door de eerste weerstand een stroom vloeit die het dubbele is van de stroom die door de weerstand van 3 MΩ vloeit. De collectorstroom wordt dus ingesteld op de waarde van de biasstroom. Deze collectorstroom kan alleen afkomstig zijn van de bovenste operationele versterker. Als men er van uit gaat dat alle biasstromen aan elkaar gelijk zijn, dan zal de biasstroom van de spanningsvolger volledig via de transistor naar de massa afvloeien en zal dus geen effect hebben op de stroom I_{IN} die door de ingangsschakeling geleverd wordt.

Noteer dat deze schakeling rekening houdt met de variatie op de biasstroom in functie van de temperatuur!

Capacitieve neutralisatie met een spanningsvolger

Met de in de vorige paragrafen beschreven technieken kan men al heel wat doen aan capacitieve problemen tussen de spanningsvolger en de schakeling die op de ingang wordt aangesloten. Met bootstrapping en guarding kan men de kabelcapaciteit en de capaciteit van de print uitschakelen. Wat overblijft is echter de capaciteit van de bron zélf! Deze kan tot gevolg hebben dat het signaal dat de bron levert behoorlijk vervormt. Denk maar weer aan een zeer gevoelige fotodetector die per definitie een groot halfgeleidend oppervlak heeft. Dergelijke detectoren hebben een niet te verwaarlozen capaciteit en deze capaciteit kan de uitgangspulsjes van de detector verzwakken.

Om dergelijke problemen op te lossen kan men de spanningsvolger die de detector afsluit uitrusten met een systeem dat een zogenaamde "capacitieve neutralisatie" uitvoert. Het basisprincipe van dit systeem is getekend in figuur 3/12.1-13.



Figuur 3/12.1-13: Capacitieve neutralisatie van de capaciteit van de ingangsbron.

De werking van de schakeling is in feite alleen wiskundig te doorgronden, maar met onderstaande redenering kan men een heel eind komen.

Als de bron (het vierkantje links in de figuur) een puls levert, dan zal een deel van deze spanning afvloeien via het netwerk R/C. De spanning op punt X is dus geen nauwkeurige representatie van de bronspanning. Dat verschijnsel ontstaat doordat de capaciteit C van de bron oplaadt. De oplaadstroom vloeit via de weerstand R, de inwendige weerstand van de bron, er ontstaat een spanningsval over dit onderdeel.

Het compensatienetwerk, opgebouwd rond de bovenste operationele versterker, levert nu via de condensator C_f een compensatiestroom die gebruikt wordt om de condensator C op te laden. De oplaadstroom wordt dan niet meer geleverd door de bron, zodat er over weerstand R geen spanning valt.

De mate van neutralisatie kan ingesteld worden met behulp van de instelpotentiometer van 10 kΩ. Deze moet zo ingesteld worden dat de spanning die via de condensator C_f wordt teruggekoppeld gelijk is aan:
$U_f = (1 + C/C_f)$
In de praktijk kan men dit uiteraard het best experimenteel bepalen met behulp van een oscilloscoop.

Verbeteren van de uitgangskarakteristieken

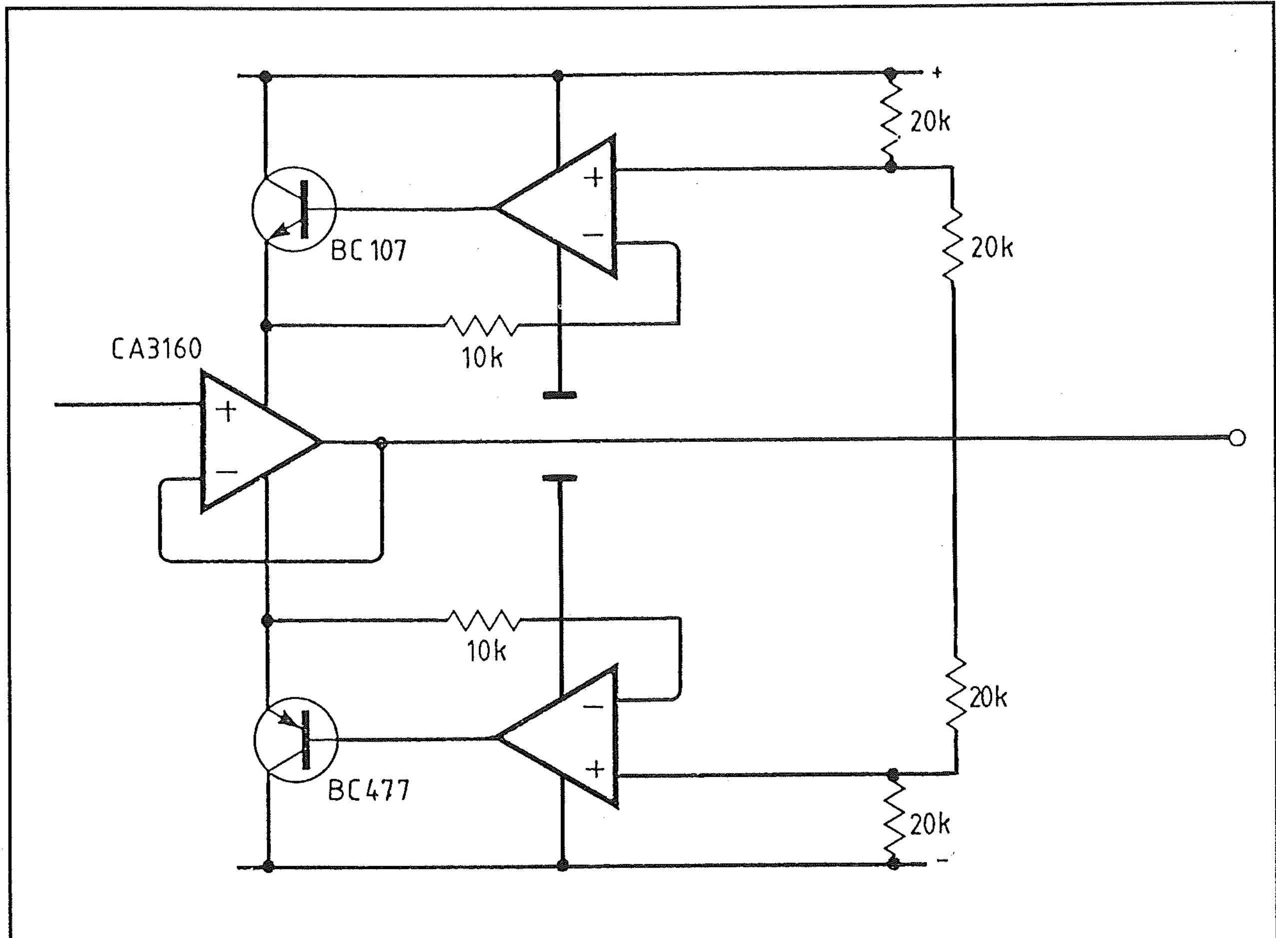
Inleiding
Ook wat de uitgangskarakteristieken betreft doet het standaardschema het niet slecht. Maar ook hier geldt dat de eigenschappen, met name het uitsturingsbereik en de te leveren stroom, met eenvoudige hulpschakelingen aanzienlijk verbeterd kunnen worden.

Bootstrapping van de voeding
De meeste operationele versterkers kunnen gevoed worden uit een maximale spanning van 36 V. Werkt men symmetrisch, dan betekent dit dat de schakeling uit maximaal +/-18 V gevoed mag worden. Dat heeft tot gevolg dat de schakeling geen signalen kan verwerken die een grotere top-tot-top waarde hebben dan ongeveer 30 V.
Wil men grote signalen met een spanningsvolger verwerken, dan kan dit beperkte voedings- en uitsturingsbereik problemen opleveren. Een operationele versterker is immers niet volledig uit te sturen tot tegen de beide voedingsspanningen! Er moet nog voldoende spanningsreserve tussen de uitgangsspanning en de voedingsspanningen overblijven om de interne schakelingen te sturen.

Er bestaat een zeer ingenieus systeem om het uitsturingsbereik van een operationele versterker groter te maken dan zijn voedingsspanningen. Dit systeem noemt men "bootstrapping van de voeding". Het principe is getekend in figuur 3/12.1-14.

De CA3160 is de op-amp die wordt gebruikt als spanningsvolger. De voedingsaansluitingen gaan niet rechtstreeks naar de + en de -, maar via transistoren. Deze transistoren worden gestuurd uit twee hulp op-amp's. De bovenste hulp op-amp wordt gevoed tussen de + en de massa, de onderste tussen de massa en de -. De voedingsspanningen kunnen nu verhoogd worden tot +/-36 V. Voor de twee hulp op-amp's geldt dat deze dan ieder 36 V voedingsspanning te verwerken krijgen, hetgeen toelaatbaar is.

12.1 Op-amp's als spanningsvolgers



Figuur 3/12.1-14: Het bootstrappen van de voedingsspanningen.

Hoe dat zit met de hoofd op-amp moet even bekeken worden. Stel dat aan de spanningsvolger een spanning van 0 V wordt aangelegd. De uitgang zal dan ook op 0 V staan. De niet-inverterende ingang van de bovenste hulp op-amp is via een spanningsdeler (20 kΩ/20 kΩ) ingesteld op de helft van de positieve voedingsspanning. De schakeling zal zichzelf nu zo inregelen dat dezelfde spanning op de inverterende ingang staat. Dat kan alleen als de positieve voedingsspanning van de hoofd op-amp op de helft van de positieve voedingsspanning staat, dus op +18 V! Deze spanning wordt immers rechtstreeks teruggekoppeld naar de inverterende ingang van de bovenste hulp op-amp.

Hetzelfde verhaal geldt voor de negatieve voedingsaansluiting van de CA3160. Deze staat op een spanning van -18 V.

De situatie verandert dramatisch als er op de ingang van de spanningsvolger een signaal wordt gelegd. Stel dat men +5 V op de ingang zet. De uitgang zal ook naar +5 V gaan. De spanningsdelers naar de ingangen van de twee hulp op-amp's worden nu anders ingesteld. De bovenste staat nu tussen +36 V en +5 V, zodat er over de deler maar 31 V staat. Over iedere weerstand valt 15,5 V, het gevolg is dat de niet-inverterende ingang nu wordt ingesteld op +20,5 V. Het regelsysteem zorgt ervoor dat dit ook de spanning wordt op

de positieve voedingsaansluiting van de hoofd op-amp.
Bij de onderste spanningsdeler staat er nu 41 V over de weerstanden. Over iedere weerstand valt 20,5 V, zodat de niet-inverterende ingang van de onderste hulp op-amp op een spanning van -15,5 V komt te staan. Door het onderste regelmechanisme wordt dat ook de spanning op de negatieve voedingsaansluiting van de CA3160.

Conclusie: de op-amp van de spanningsvolger wordt nu niet gevoed tussen +18 V en -18 V, maar tussen +20,5 V en -15,5 V! Hoewel de totale voedingsspanning nog steeds 36 V bedraagt heeft het voedingsbereik zich positief verschoven. De voedingsspanning verplaatst zich dus in de richting van de grootte en de polariteit van het ingangssignaal. Op deze manier kan de op-amp veel verder uitgestuurd worden, omdat in het ultieme positieve geval de CA3160 gevoed wordt tussen +36 V en 0 V en in het ultieme negatieve geval tussen 0 V en -36 V.

Deze schakeling is zeer bruikbaar als de spanningsvolger deel uitmaakt van een laagfrequent eindversterker. Men kan dan met een zeer eenvoudige schakeling tamelijk grote spanningen op de uitgang van de eindversterker genereren en dus ook grote vermogens in de luidspreker opwekken.

Het vergroten van het uitgangsvermogen

Zoals reeds gezegd heeft een spanningsvolger met een operationele versterker een zeer lage uitgangsimpedantie. Waarden van enige mΩ zijn geen uitzondering! Men zou dus kunnen denken dat zo'n schakeling in staat is grote stromen te leveren. Over deze lage impedantie zou dan immers maar heel weinig spanning vallen. Dat is echter niet het geval! De zeer lage uitgangsimpedantie is immers maar schijn. Deze wordt veroorzaakt door het regelmechanisme in de op-amp dat er voor zorgt dat het spanningsverschil tussen beide ingangen nul blijft. Gaat men echter de schakeling te zwaar belasten, dan zal de op-amp niet in staat zijn dat regelsysteem te handhaven, met als gevolg dat de uitgangsspanning kleiner wordt dan de ingangsspanning. Bovendien heeft de op-amp natuurlijk uit zichzelf maar een beperkte stroomcapaciteit aan de uitgang.

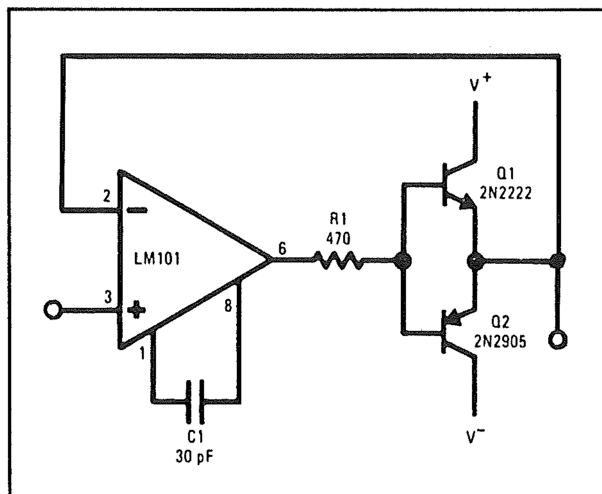
Wil men een spanningsvolger met op-amp belasten met een lage afsluitweerstand, dan zal men aan de uitgang van de schakeling externe schakelingen moeten aanbrengen, die de stroomcapaciteit opvoeren. Er zijn verschillende systemen in gebruik, die in de volgende paragraafjes besproken worden.

De complementaire eindtrap zonder ruststroom

De eenvoudigste manier om aan een spanningsvolger meer vermogen te onttrekken is de uitgang van de operationele versterker af te sluiten met een complementaire eindtrap. Het basisschema is getekend in figuur 3/12.1-15.

De uitgang van de op-amp gaat via een kleine weerstand naar de basissen van twee complementaire transistoren. Deze staan in serie geschakeld tussen beide voedingsspanningen. De gemeenschappelijke emitter-aansluiting is de uitgang van de schakeling. Deze wordt weer rechtstreeks teruggekoppeld naar de inverterende ingang van de op-amp.

12.1 Op-amp's als spanningsvolgers



Figuur 3/12.1-15: Een complementaire eindtrap voert het uitgangsvermogen op.

De uitgangsstroom die deze schakeling kan leveren wordt bepaald door het soort transistoren dat wordt gebruikt. Niet alleen hun maximale collectorstroom en hun maximale vermogen speelt een rol, maar ook hun stroomversterking.
De stroomversterking van de halfgeleiders moet zo groot zijn dat de uit de uitgang van de op-amp getrokken basisstromen binnen het bereik van de op-amp vallen, ook bij maximale uitgangsstroom.

De weerstand R1 is noodzakelijk om de schakeling te stabiliseren tegen oscillatieneigingen. Deze weerstand beperkt de basisstromen van de eindtransistoren en daarmee dus ook de collectorstromen.

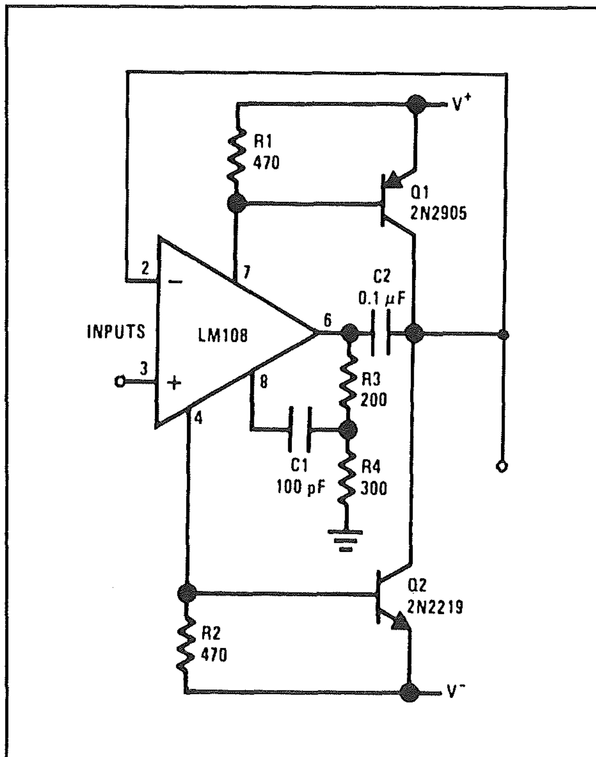
Deze schakeling heeft een bepaalde dode zone rond de nul. Als de ingangsspanning 0 V is zullen beide transistoren sperren. Stel dat de ingangsspanning wordt verhoogd tot +0,3 V. In principe zou men dezelfde spanning op de uitgang van de op-amp moeten terug vinden. Maar dan zouden de transistoren nog steeds sperren! Deze gaan immers eerst geleiden als er meer dan 0,56 V tussen basis en emitter staat. De uitgang van de schakeling zou dus op 0 V blijven staan. Maar dan ontstaat er een spanningsverschil tussen de twee ingangen van de op-amp. Het gevolg is dat het interne regelmechanisme in werking treedt en de op-amp zijn uitgang zo ver positief maakt dat de bovenste transistor gaat geleiden. Dat regelproces gaat door tot er op de uitgang van de schakeling een spanning van +0,3 V staat. Dan wordt weer voldaan aan de spanningsgelijkheid tussen beide ingangen. Op dat moment staat er echter ongeveer 0,9 V op de uitgang van de op-amp.
Door het regelsysteem van de op-amp wordt de dode zone, oftewel de cross-over vervorming van de eindtrap geëlimineerd. Dat gaat echter alleen goed bij lage frequenties. Boven de 10 kHz zal de op-amp niet snel genoeg zijn om de dode zone zonder vervorming op de uitgang te compenseren.

Vanwege deze dode zone is deze schakeling niet zo geschikt voor het verwerken van sinussignalen, zoals te doen gebruikelijk in audioschakelingen. Maar men kan deze schakeling wel gebruiken voor het besturen van kleine gelijkstroommotoren in modelbouw of in plotters.

Complementaire eindtrap met ruststroom

In figuur 3/12.1-16 is een spanningsvolger met complementaire eindtrap getekend, waarbij de eindtransistoren in rust door een bepaalde ruststroom worden doorlopen. Hierdoor wordt de dode zone van de vorige schakeling opgeheven.
De ruststroom ontstaat doordat de basis-emitter overgangen van beide transistoren zijn aangesloten over weerstanden, die in serie met de voedingspennen van de op-amp zijn opgenomen.

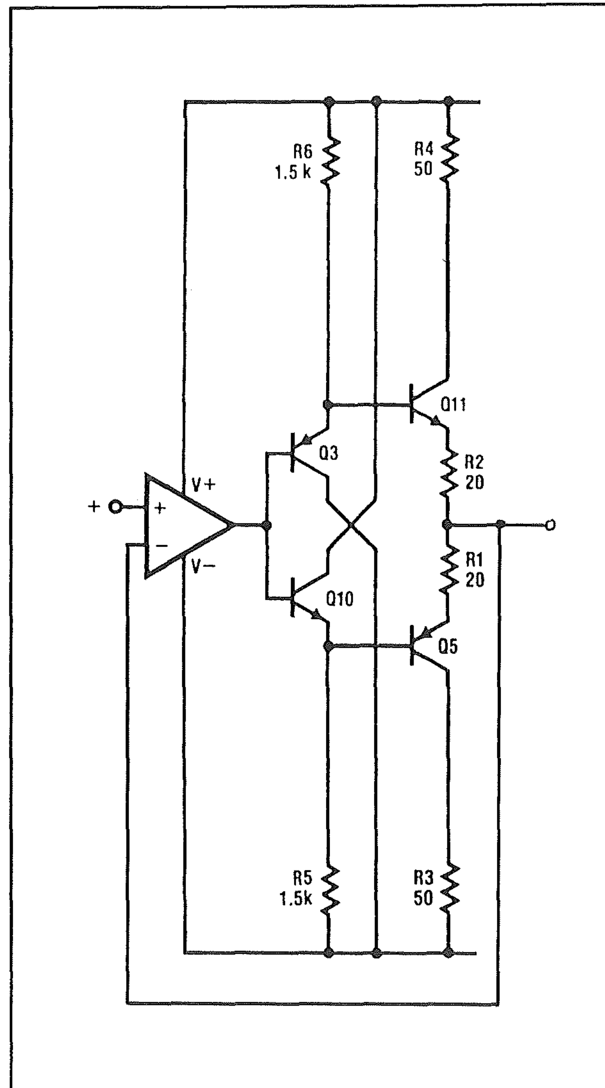
12.1 Op-amp's als spanningsvolgers



Figuur 3/12.1-16: Complementaire eindtrap met ruststroom.

De terugkoppeling zorgt ervoor dat de schakeling stabiel blijft. Als een van de transistoren meer zou gaan geleiden dan de andere, dan zal de spanning op de uitgang ongelijk worden aan de spanning op de ingang.
Het regelsysteem van de op-amp stuurt dan de te veel geleidende transistor met een kleinere stroom, zodat het evenwicht hersteld wordt. Vandaar dat dit schema zeer temperatuurstabiel is.

De getekende schakeling is in staat een uitgangsstroom van +/-50 mA te leveren. Doordat de uitgangstrap nu niet de vorm heeft van emittervolgers kan men de uitgang tot bijna tegen de voedingsspanningen uitsturen. Door het vloeien van ruststroom is de cross-over vervorming tamelijk laag, hoewel niet gelijk aan nul.



Figuur 3/12.1-17: Een uitgangstrap zonder cross-over vervorming.

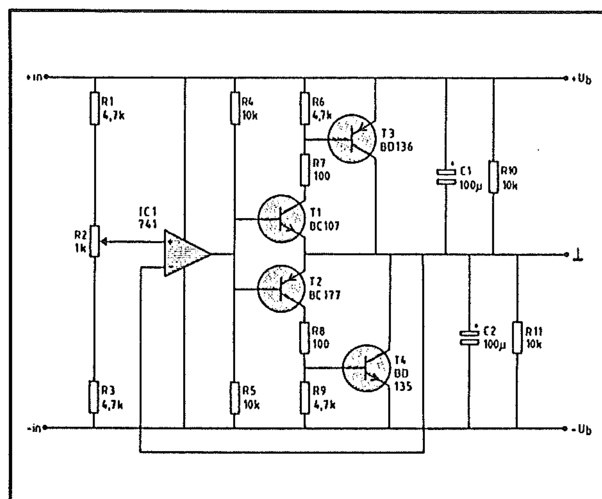
De cross-over-loze eindtrap
In figuur 3/12.1-17 is een schakeling getekend die absoluut vrij is van cross-over vervorming.
De eindtrap bestaat nu uit twee complementaire PNP/NPN-combinaties. Ook nu vloeit er een ruststroom door de eindtransistoren Q11 en Q5. De waarde van deze ruststroom wordt bepaald door de weerstanden R6 en R5. Door het tussen schakelen van de weerstanden R2 en R1 is de schakeling extra gestabiliseerd tegen

12.1 Op-amp's als spanningsvolgers

temperatuursverloop. Als namelijk de ruststroom zou stijgen, dan zal de spanningsval over deze weerstanden toenemen. Het gevolg is dat de basis-emitter spanningen van de twee eindtransistoren kleiner worden en dat de ruststroomstijging wordt tegengewerkt. Dat systeem is ook bekend van laagfrequent eindversterkers en werkt uitstekend.

De PNP/NPN-combinaties hebben een zeer grote stroomversterking. Het gevolg is dat deze schakeling in staat is stromen te leveren in het ampére-bereik.

Door de specifieke opbouw van de schakeling zal de uitgangsspanning van de op-amp klein blijven, ook bij maximale uitsturing. De op-amp levert namelijk basisstroom aan Q3 en Q10 en geen spanning! Vandaar dat deze schakeling een vrij groot frequentiebereik heeft, omdat de beperkte stijgtijd van de op-amp niet zo'n grote rol speelt. Bandbreedtes tot 5 MHz zijn zonder al te grote problemen te realiseren, bij stijgtijden van 10 V/µs.



Figuur 3/12.1-18: Een toepassing van de beschreven schakeling als spanningssplitser.

In figuur 3/12.1-18 is een voorbeeld van een dergelijke schakeling gegeven. Met deze schakeling, een zogenaamde spanningssplitser, kan men de uitgangsspanning van een voeding omzetten in twee symmetrische spanningen. De schakeling creëert een kunstmatig massapunt dat precies op de helft van de uitgangsspanning van de voeding is gelegen. De positieve klem van de voeding wordt dan de positieve voeding ten opzichte van dit massapunt. De negatieve aansluiting van de voeding wordt de negatieve voeding ten opzichte van dit massapunt.

Met behulp van de instelpotentiometer aan de ingang kan men beide uitgangsspanningen exact gelijk aan elkaar maken. De schakeling kan asymmetrisch belast worden. Het regelsysteem van de op-amp zal er voor zorgen dat in dat geval de ene eindtransistor meer gaat geleiden dan de andere, waardoor de onevenwichtige belasting wordt gecompenseerd en de uitgangsspanningen toch symmetrisch blijven ten opzichte van het kunstmatige massapunt.

Toepassingen van spanningsvolgers

Inleiding

Spanningsvolgers worden in schakelingen gebruikt, waar een signaal over een zo grote impedantie staat dat verdere verwerking onmogelijk is. In feite is dus niet de spanningsversterking van belang, maar de impedantie-transformatie!

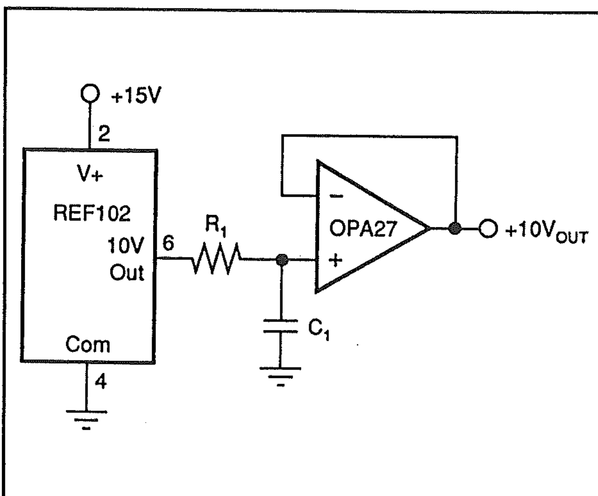
In de volgende paragrafen worden enige voorbeelden gegeven.

12.1 Op-amp's als spanningsvolgers

Afsluiten van spanningsreferenties

Spanningsreferenties hebben meestal een tamelijk lage uitgangsimpedantie en het afsluiten met een spanningsvolger heeft op zich dan ook niet erg veel zin. Anders wordt het als men na de uitgang van de spanningsreferentie een RC-filtertje zet dat tot taak heeft de referentiespanning te zuiveren van ruis. De weerstand van dit filter verhoogt de uitgangsimpedantie van de referentie en het gevolg is dat de uitgangsspanning kan gaan dalen als de schakeling belast wordt.

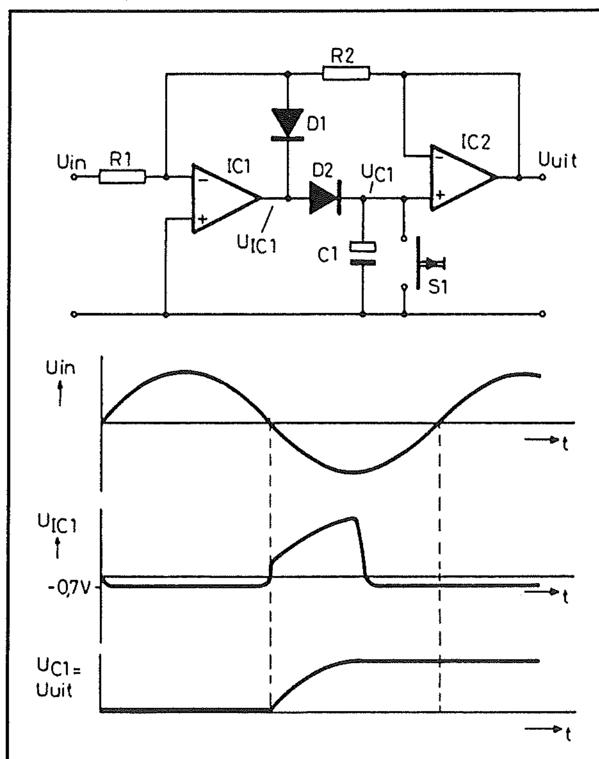
Om dit te voorkomen moet men tussen het filtertje en de belasting van de referentie een spanningsvolger opnemen.
Een voorbeeldschakeling is getekend in figuur 3/12.1-19.
De impedantie van het ruisfilter R1-C1 is laag vergeleken met de ingangsimpedantie van de spanningsvolger. Er zal dan ook geen spanning over de weerstand vallen, zodat de uitgangsspanning van het referentie-IC onverzwakt wordt terug gevonden op de uitgang van de spanningsvolger.



Figuur 3/12.1-19: Een spanningsvolger als afsluiting van een gefilterde referentie.

Geheugenfunctie bij een topdetector

In figuur 3/12.1-20 wordt een spanningsvolger gebruikt om de topwaarde van een signaal, gedetecteerd door een topdetector, te bewaren. De topdetector is opgebouwd rond IC1.
Wat van belang is om te weten is dat de topwaarde van het negatieve gedeelte van het signaal verschijnt over de condensator C1 als positieve spanning. De spanningsvolger rond IC2 is aangesloten over de condensator. De ingangsimpedantie is erg groot, zodat de condensator niet kan ontladen. De topwaarde staat ter beschikking aan de uitgang van de buffer en wordt via R2 teruggekoppeld naar de ingang van de topdetector. Op deze manier wordt de versterking van de schakeling ingesteld.



Figuur 3/12.1-20: Topdetector, waarbij een spanningsvolger ervoor zorgt dat de condensator niet kan ontladen.

12.1 Op-amp's als spanningsvolgers

Door het indrukken van de drukknop S1 wordt de condensator ontladen en zal de schakeling de topwaarde van een nieuwe negatieve piek in het ingangssignaal over de condensator zetten.

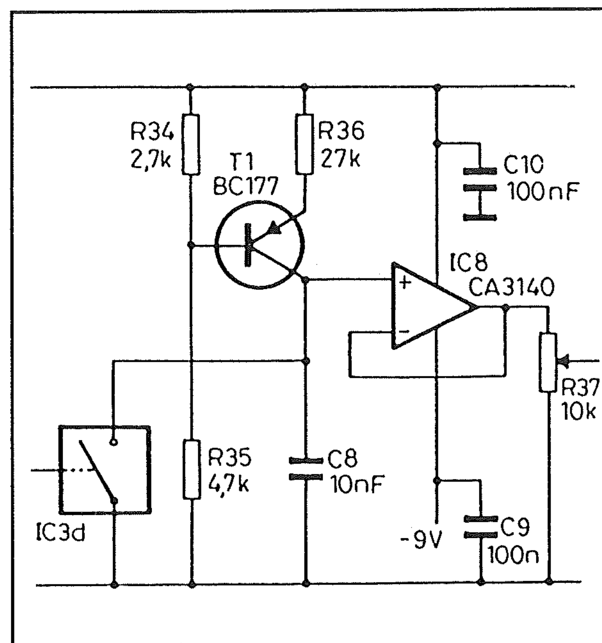
Een dergelijke schakeling is heel handig om de luidste passage in een muzieksignaal over langere tijd op te sporen. Op deze manier kan men de opnamesterkteregeling van bijvoorbeeld een recorder precies zo afregelen dat ook de luidste piek in het signaal de band niet zal oversturen.

Afsluiten van een zaagtandgenerator

In figuur 3/12.1-21 is een eenvoudige zaagtandgenerator getekend. De generator bestaat uit een constante stroombron rond transistor T1. De collectorstroom laadt de condensator C8 lineair op. Als de zaagtand zijn gewenste waarde bereikt heeft wordt de elektronische schakelaar IC3d even gesloten. De condensator wordt ontladen en er kan een nieuwe zaagtandperiode opgebouwd worden.

De condensator heeft een kleine waarde en bijgevolg is ook de laadstroom gering. Als men nu de belasting van de generator rechtstreeks over de condensator zou aansluiten, dan zou de ingangsimpedantie van deze belasting een stroom trekken uit de opladende condensator. Deze stroom zou niet constant zijn, maar groter worden naarmate de zaagtandspanning steeg. Het gevolg zou zijn dat de condensator niet lineair zou opladen en dat de zaagtandspanning dus niet lineair zou stijgen.

Het zal duidelijk zijn dat zo'n probleem opgelost kan worden door de condensator af te sluiten met een spanningsvolger.



Figuur 3/12.1-21: Het afsluiten van een zaagtandgenerator.

Dat is op-amp IC8 in dit schema. De ingangsimpedantie van de schakeling is zo groot dat de ingangsstroom volledig te verwaarlozen is ten opzichte van de laadstroom van de condensator. Op de uitgang van de spanningsvolger staat de zaagtand over een zeer lage impedantie. Met behulp van de potentiometer R37 kan men de zaagtand aftakken en naar de rest van de schakeling sturen.

Afsluiten van een spanningsdeler

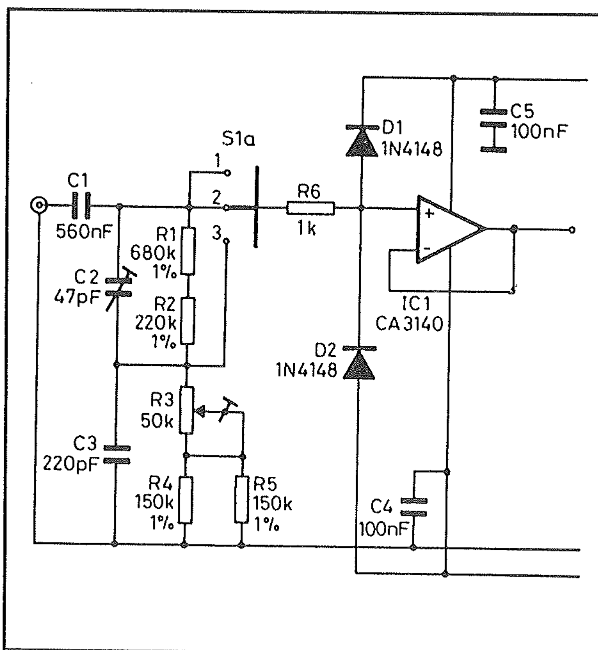
In vele meetschakelingen treft men in de ingang een resistieve spanningsdeler aan. Met deze schakeling kan men het meetbereik van het meetapparaat instellen op bijvoorbeeld 1 V, 10 V, 100 V en 1.000 V. Meestal zijn deze spanningsdelers zeer hoog-ohmig uitgevoerd. Hoe hoogohmiger, hoe minder immers de schakeling waarin gemeten wordt verstoord wordt! De deler bestaat uit een aantal zeer nauwkeurige in serie geschakelde weerstanden. Ieder knooppunt gaat naar een

12.1 Op-amp's als spanningsvolgers

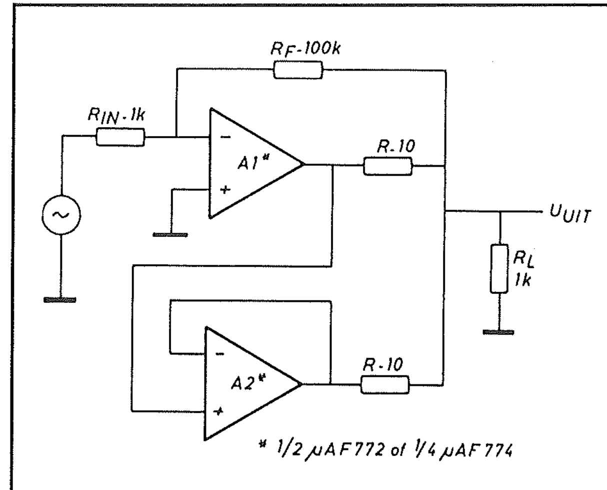
contact van een draaischakelaar. Op het moedercontact van de schakelaar staat de door 1, 10, 100 of 1.000 gedeelde ingangsspanning ter beschikking.

Een dergelijke spanningsdeler is echter zeer gevoelig voor belasting! De belasting vormt immers een parallelweerstand die via de schakelaar parallel wordt geschakeld over de weerstanden van de delerketen. Daardoor zal de onderlinge verhouding van de weerstanden gewijzigd worden, waardoor de deelverhouding anders wordt dan 1/10/100/1.000.

Ook nu kan dit probleem opgelost worden met een spanningsvolger. Het moedercontact van de schakelaar S1a gaat naar de niet-inverterende ingang van de operationele versterker. Op de uitgang van de op-amp staat dezelfde spanning als op het moedercontact van de schakelaar, maar nu over een verwaarloosbare impedantie.



Figuur 3/12.1-22: Het afsluiten van een geijkte spanningsdeler.



Figuur 3/12.1-23: Het verdubbelen van de stroomcapaciteit van een op-amp door het parallel schakelen van een spanningsvolger.

De twee dioden D1 en D2 beschermen, samen met weerstand R6, de op-amp tegen te grote ingangsspanningen. Als men de schakelaar in een verkeerde stand zet en er zou bijvoorbeeld een spanning van +50 V aangevoerd worden, dan gaat de diode D1 geleiden en zal de ingang van de op-amp op +18,6 V komen te staan (als de schakeling gevoed wordt tussen +/-18 V). De rest van de ingangsspanning valt over de weerstand R6.

Parallel schakelen aan een andere op-amp

Tot slot van dit hoofdstuk een tamelijk ongewone toepassing van een spanningsvolger. Als men met viervoudige operationele versterkers werkt in een schakeling, dan kan het gebeuren dat men één opampje in zo'n IC over houdt. Men zou dit onderdeel kunnen gebruiken om de stroomcapaciteit van een van de drie overige op-amp's in dat IC te verdubbelen.

Hoe dat moet is getekend in figuur 3/12.1-23. De versterker A1 is de op-amp

12.1 Op-amp's als spanningsvolgers

waarvan men de uitgangsstroom wil verhogen. Men schakelt nu de overtollige op-amp A2 als spanningsvolger. De niet-inverterende ingang gaat naar de uitgang van de eerste op-amp. De twee uitgangen van de op-amp's gaan via kleine weerstanden naar de uitgang van de schakeling. Op deze eenvoudige manier heeft men de stroomcapaciteit van de bovenste schakeling verdubbeld!

12.1 Op-amp's als spanningsvolgers

3/12.2
Op-amp's als spanningsversterkers

Inleiding

De ideale op-amp
Operationele versterkers zijn ideale onderdelen voor het bouwen van versterkertrappen.
Dat wordt veroorzaakt door de specifieke eigenschappen van een op-amp, zoals:
- een zeer hoge eigen ingangsimpedantie op beide ingangen;
- het beschikbaar zijn van twee tegengesteld werkende ingangen;
- een zeer lage eigen uitgangsimpedantie;
- een zeer hoge eigen versterkingsfactor.

Dank zij deze eigenschappen zijn versterkingsschakelingen, die uitgevoerd met transistoren zeker een tiental onderdelen vergen, met op-amp's met twee, hooguit drie onderdelen te realiseren.

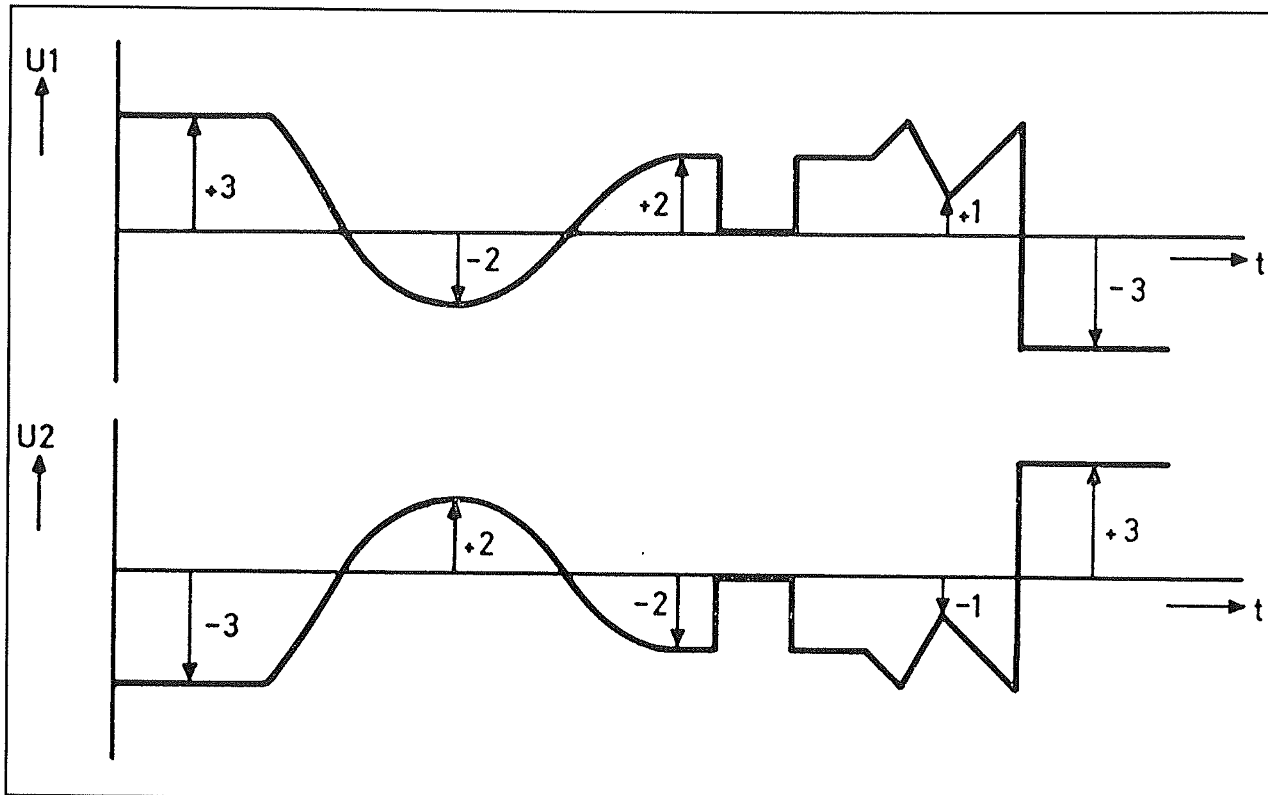
Verschillende soorten versterkers
In de dagelijkse ontwerppraktijk krijgt men te maken met zes soorten versterkingsschakelingen voor spanningen:
- de omkeerversterker die een ingangssignaal inverteert (180° in fase draait), maar niet versterkt;
- de inverterende versterker, die een ingangssignaal inverteert maar ook versterkt;
- de niet-inverterende versterker die versterkt maar de fase van het signaal niet verdraait;
- de brugversterker, die een belasting uit twee 180° in fase gedraaide spanningen voedt;
- de verschilversterker, die het verschil tussen twee ingangsspanningen op de uitgang zet;
- de instrumentatie-versterker, een verschilversterker met zeer hoogwaardige specifikaties.

In de volgende sub-hoofdstukken zullen deze zes basisschakelingen, uiteraard uitgevoerd met een of meerdere operationele versterkers, uitvoerig aan de orde komen. Na lectuur van dit hoofdstuk kan ieder versterkingsprobleem zélf opgelost worden!

De omkeerversterker

Definitie
Een omkeerversterker is een versterker die de absolute waarde van het ingangssignaal niet aantast, maar wél de polariteit ervan verandert. Is de ingangsspanning van een omkeerversterker op een bepaald moment +3,4 V, dan moet de uitgangsspanning van de schakeling gelijk worden aan -3,4 V.

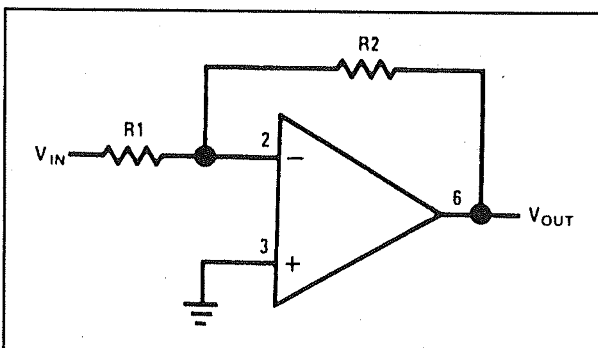
12.2 Op-amp's als spanningsversterkers



Figuur 3/12.2-1: De in- en de uitgangsspanning van een omkeerversterker.

In figuur 3/12.2-1 is het algemene verband tussen de in- en de uitgangsspanning van een omkeerversterker getekend.

Wiskundig kan men de werking van een omkeerversterker definiëren door te stellen dat de spanningsversterking gelijk is aan -1.



Figuur 3/12.2-2: Het basisschema van een omkeerversterker.

Basis-schakeling

De basis-schakeling van een omkeerversterker met een operationele versterker is getekend in figuur 3/12.2-2.

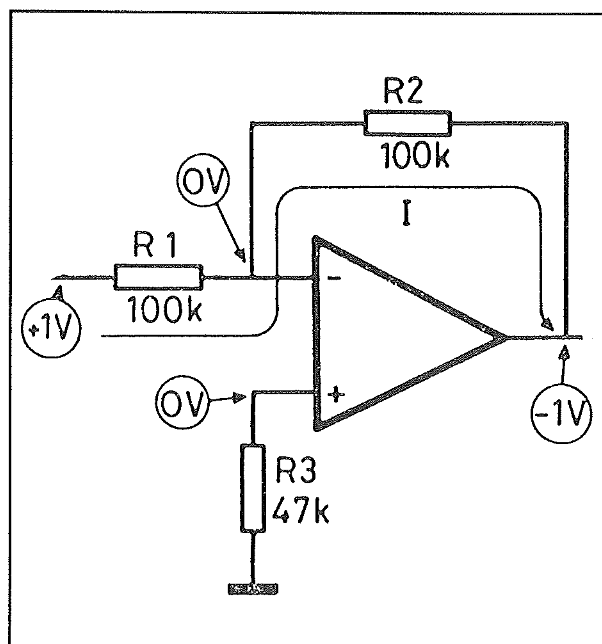
De niet-inverterende ingang van de operationele versterker gaat rechtstreeks naar de massa. De inverterende ingang is aangesloten op het knooppunt van twee weerstanden R1 en R2, die **even groot zijn**. Eén weerstand gaat naar de ingangsspanning U_{IN}, de tweede gaat naar de uitgang van de operationele versterker, punt dat ook de uitgang van de schakeling is.

Belangrijkste eigenschap van een omkeerversterker is dat beide weerstanden identiek zijn! Is dat niet het geval dan zal de schakeling als inverterende versterker werken, een belangrijke basisschakeling waarover in de rest van dit hoofdstuk het

12.2 Op-amp's als spanningsversterkers

nodige gezegd wordt. In feite is een omkeerversterker een speciale inverterende versterker, namelijk een waarvan de versterking precies gelijk is aan -1.

Verklaring van de werking
In figuur 3/12.2-3 is het schema van de omkeerversterker nog eens getekend, maar nu met ingevulde spanningen en stromen. Zoals steeds bij schakelingen met operationele versterkers, kan de werking verklaard worden aan de hand van het gegeven dat de op-amp er naar zal streven de spanningen op beide ingangen identiek te maken.



Figuur 3/12.2-3: Verklaring van de werking van de omkeerversterker.

Aan de ingang van de schakeling wordt een spanning van +1 V gelegd.
De niet-inverterende ingang van de op-amp ligt aan de massa en staat dus op een spanning van 0 V. De op-amp zal er voor zorgen dat ook de inverterende ingang op een spanning van 0 V komt te staan. Over de weerstand R1 valt dus een spanning van 1 V. Het gevolg is dat door deze weerstand een bepaalde stroom I vloeit, waarvan de waarde wordt bepaald door de grootte van de ingangsspanning en de waarde van de weerstand R1. Deze stroom I kan alleen afvloeien via de weerstand R2. De inverterende ingang van de op-amp heeft immers een zeer grote weerstand en de stroom die via deze weerstand afvloeit is te verwaarlozen. Het gevolg is dat de volle stroom I door de weerstand R2 vloeit en over deze weerstand een spanning opwekt. Omdat beide weerstanden even groot zijn zal de spanningsval over beide weerstanden identiek zijn. Over R1 valt een spanning van 1 V, dezelfde spanning kan men meten over weerstand R2. Maar omdat de stroom I de twee weerstanden in identieke richting doorloopt zullen ook de polariteiten van beide spanningen identiek zijn. De linker aansluiting van R1 is positief ten opzichte van de rechter aansluiting. Hetzeldfe geldt voor R2 en omdat de linker aansluiting op 0 V staat moet de rechter op een spanning van -1 V staan!

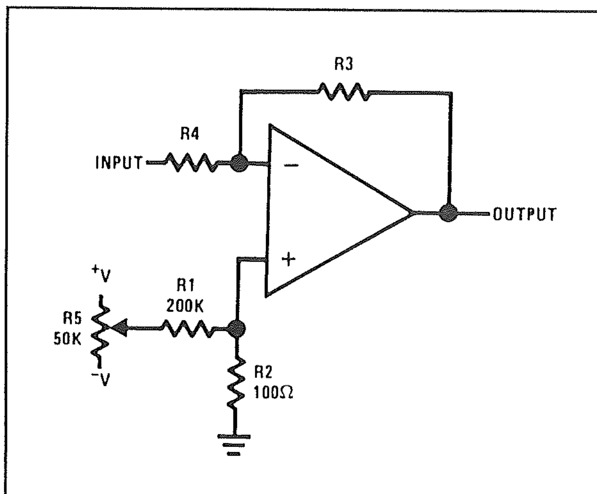
De uitgangsspanning heeft dus dezelfde grootte als de ingangsspanning, maar de tegengestelde polariteit.

Eigenschappen van de omkeerversterker
De ingangsimpedantie van een omkeerversterker wordt volledig bepaald door de waarde van de weerstand R1. De inverterende ingang ligt immers op 0 V en deze spanning wordt door de schakeling gezien als "massa". Hoewel deze ingang niet echt aan de massa ligt lijkt het, zuiver technisch gezien, wel zo. Dat noemt men een "virtueel massapunt" en deze techniek kan gebruikt worden voor het bouwen van mengversterkers (zie later).

Zoals ondertussen bekend is de spanningsversterking van een omkeerversterker gelijk aan -1.

Offsetcompensatie bij de omkeerversterker

Als men gebruik maakt van viervoudige operationele versterkers en de offsetcompensatie dus extern moet aanbrengen, dan kan men gebruik maken van de schakeling die in figuur 3/12.2-4 getekend is.



Figuur 3/12.2-4: De offsetcompensatie bij een omkeerversterker.

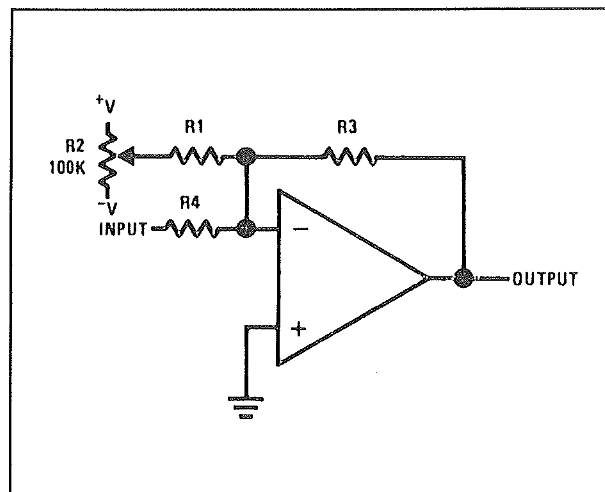
De niet-inverterende ingang gaat nu niet rechtstreeks naar de massa, maar via een kleine weerstand R2.

Over deze weerstand wordt de compensatiespanning aangesloten. Het bereik van de compensatie wordt gegeven door de formule:

BEREIK = +/-U x **(R2/R1)**

Hierbij staat +/-U voor de waarde van de voedingsspanningen van de schakeling.

In figuur 3/12.2-5 wordt een alternatieve offsetcompensatie gegeven. Hierbij blijft de niet-inverterende ingang aan de massa en wordt de compensatie toegevoerd onder de vorm van een kleine stroom, die naar de inverterende ingang vloeit. Deze stroom wordt afgeleid uit de spanning die op de loper van de instelpotentiometer R2 staat en vloeit via de weerstand R1 naar de inverterende ingang. Deze compensatiestroom wordt dus opgeteld bij of afgetrokken van de stroom die door de ingangsspanning via de weerstand R4 geleverd wordt.



Figuur 3/12.2-5: Een alternatieve schakeling voor de offsetcompensatie bij de omkeerversterker.

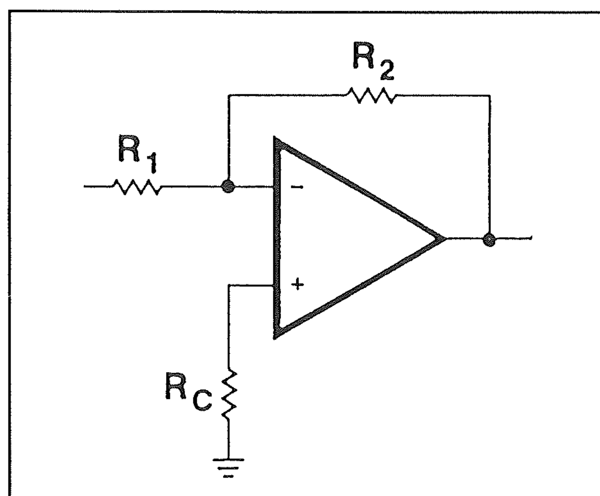
Toepassingen van de omkeerversterker

Een omkeerversterker kan bijvoorbeeld worden gebruikt als men twee wisselspanningssignalen nodig heeft, die ten opzichte van elkaar geïnverteerd zijn. Nu eindversterkers met buizen weer populair worden, kan men in dat soort push-pull eindtrappen omkeerversterkers inzetten voor het genereren van de twee 180° in fase verschoven signalen, waarmee men de stuurroosters van de eind-penthoden moet sturen.

12.2 Op-amp's als spanningsversterkers

De inverterende versterker

Inleiding
Een inverterende versterker heeft in principe dezelfde opbouw als een omkeerversterker. De omkeerversterker is immers een speciaal geval van de inverterende versterker, waarbij de spanningsversterking gelijk wordt gesteld aan -1.
Voor de duidelijkheid wordt het basisschema van een inverterende versterker nog eens getekend in figuur 3/12.2-6.



Figuur 3/12.2-6: Het basisschema van de inverterende versterker.

Het enige verschil met het basisschema van de omkeerversterker is dat de niet-inverterende ingang nu niet rechtstreeks naar de massa gaat, maar via een weerstand R_c. Deze weerstand beïnvloedt de fundamentele eigenschappen van de schakeling niet, maar speelt wel een ondergeschikte rol in het terugdringen van de invloed van de offsetstroom op de schakeling. De waarde van deze weerstand is gelijk aan de waarde van de parallelschakeling van de weerstanden R1 en R2. Het komt er op neer dat tussen de beide ingangen en de massa een even grote weerstand staat.

De versterking van de inverterende versterker
De versterking van de schakeling wordt bepaald door de verhouding tussen de weerstanden R1 en R2. Hoe groter R2 ten opzichte van R1, hoe groter de versterking. Deze verhouding is in een erg eenvoudige formule samen te vatten:
$U_{uit} = -U_{in} \times (R2/R1)$
Het minus-teken duidt op de inverterende werking van de schakeling.
De verklaring van deze versterkingsfactor kan op dezelfde manier gebeuren als bij de omkeerversterker. Als er aan de ingang een spanning wordt aangelegd, dan zal deze spanning een stroom door de weerstand R1 sturen. Omdat de inverterende ingang op massapotentiaal staat, wordt de grootte van deze stroom alleen bepaald door de waarde van de ingangsspanning en van de weerstand. Deze stroom kan alleen via de weerstand R2 afvloeien naar de uitgang. Over deze weerstand wordt dus ook een spanning opgewekt, waarvan de grootte afhankelijk is van de waarde van de weerstand en van de stroom. Als R2 gelijk is aan 2 x R1, dan zal er ook een dubbel zo grote spanning over R2 ontstaan. Omdat de linker aansluiting van deze weerstand aan de massa ligt, zal deze spanning dus op de uitgang verschijnen.

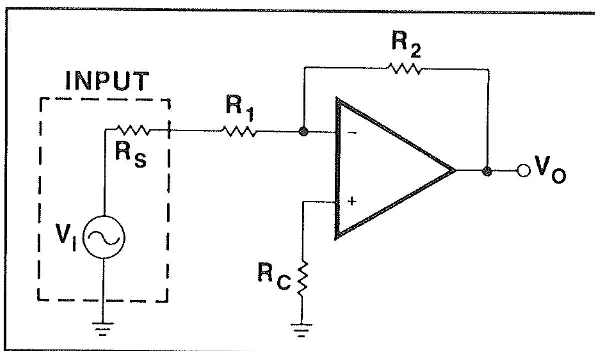
Een inverterende versterker waarvan de weerstand R1 gelijk is aan 1 kΩ en de weerstand R2 gelijk is aan 100 kΩ zal dus honderd keer versterken. Een wel heel eenvoudige manier om de versterkingsfactor van een schakeling op een gewenste waarde in te stellen!

12.2 Op-amp's als spanningsversterkers

De invloed van de bron

Er zijn een aantal schakeltechnische factoren die aan dit prachtige theoretische principe afbreuk doen.

Op de eerste plaats (en dat geldt uiteraard ook voor de omkeerversterker) hangt de versterking van de schakeling helaas niet alleen af van de verhouding tussen R1 en R2. Dat kan verklaard worden aan de hand van het schema van figuur 3/12.2-7.



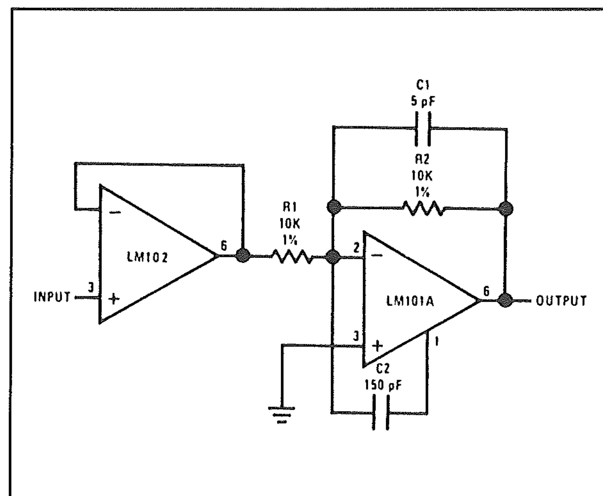
Figuur 3/12.2-7: De invloed van de uitgangsimpedantie van de bron op de versterking van de schakeling.

De inverterende versterker wordt uiteraard aangesloten op een signaalbron. Deze schakeling levert een spanning, in de meeste gevallen een wisselspanning, maar heeft een bepaalde uitgangsimpedantie. In het schema wordt deze voorgesteld door de weerstand R_S. Deze weerstand staat in serie met de weerstand R1 van de inverterende versterker. Het lijkt dus net alsof deze weerstand groter wordt! Het gevolg is dat de versterkingsfactor van de schakeling in de praktijk gegeven wordt door de formule:

$U_{uit} = -U_{in} \times (R2/R1+R_S)$

De praktische versterkingsfactor is dus lager dan de theoretische.

Moet men een versterker ontwerpen met een zeer nauwkeurig vastgestelde versterkingsfactor, dan zal men op de een of andere manier de invloed van de uitgangsimpedantie van de bron moeten uitsluiten. Dat is alleen mogelijk door tussen de bron en de inverterende versterker een spanningsvolger te schakelen. Een praktisch bruikbare schakeling is getekend in figuur 3/12.2-8.



Figuur 3/12.2-8: Een inverterende versterker met een nauwkeurige, niet beïnvloedbare, versterkingsfactor.

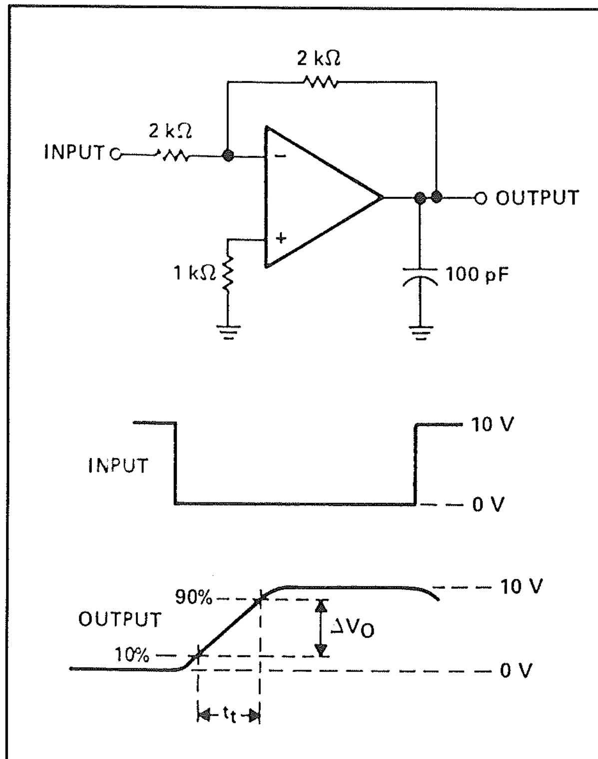
De versterkingsfactor van de schakeling is nu alleen maar afhankelijk van de verhouding van de weerstanden R1 en R2 en wordt niet meer beïnvloed door de bron.

Het frequentiegedrag van de inverterende versterker

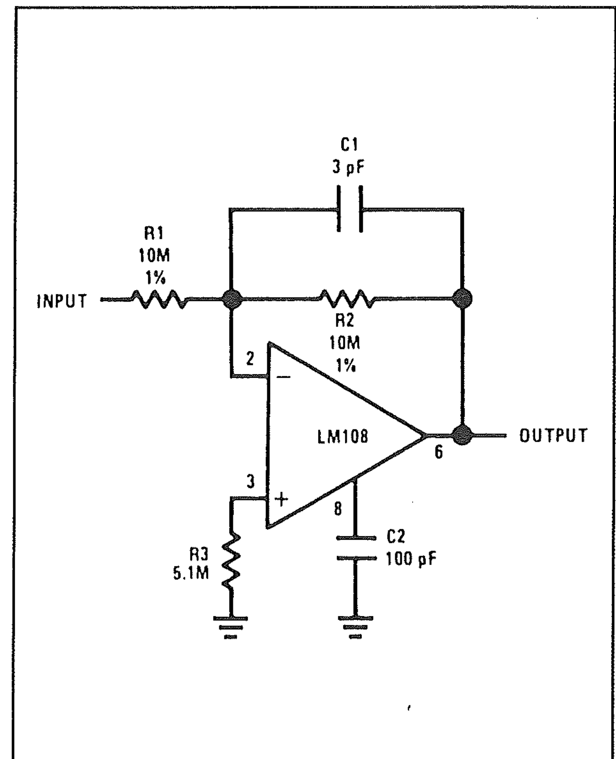
In het schema van figuur 3/12.2-8 zijn een aantal kleine condensatoren aanwezig. Deze hebben niets te maken met de instelling van de versterkingsfactor, maar alles met het gedrag van de schakeling als er signalen met een hoge frequentie worden aangeboden.

In figuur 3/12.2-9 is getekend wat er gebeurt als men aan een inverterende versterker een blokspanning aanlegt.

12.2 Op-amp's als spanningsversterkers



Figuur 3/12.2-9: Het gedrag van een inverterende versterker als er wisselspanning versterkt moet worden.



Figuur 3/12.2-10: Voorbeeld van de requentiecompensatie bij een inverterende versterker.

Op de uitgang van de schakeling staat een paracitaire capaciteit naar de massa geschakeld. Een gevolg van het feit dat iedere geleider een bepaalde capaciteit heeft naar de massa, dus ook de printspoortjes op de print. Door deze capaciteit zal de versterking voor hogere frequenties beïnvloed worden en wel zo dat de versterking veel lager is dan deze voor gelijkspanning. Dat verschijnsel wordt erger naarmate de schakeling is ingesteld op een hogere versterkingsfactor.
Hoe hoger deze waarde, hoe groter immers R2 en hoe meer invloed de capaciteit op de schakeling heeft.
Het gevolg van een en ander is dat de uitgangspuls geen mooie blokvormige puls is, maar dat de voor- en de achterflank behoorlijk vertraagd worden.

Dit verschijnsel kan gelukkig voor een deel gecompenseerd worden door de operationele versterker te voorzien van een frequentie-compensatie. Het basisschema van deze compensatie is getekend in figuur 3/12.2-10.
Het voornaamste onderdeel is de condensator C2. Deze wordt meestal geschakeld tussen de "FREQCOMP"-aansluiting van de operationele versterker en de massa. Maar een en ander is volledig afhankelijk van de interne schakelingen in de opamp!
Soms zijn er twee dergelijke ingangen aanwezig en is het de bedoeling de condensator daartussen op te nemen. Ook de waarde van dit onderdeel hangt af van het type op-amp. Vandaar dat men voor het compenseren van een op-amp steeds de

gegevens van de fabrikant moet raadplegen.
Deze condensator zorgt ervoor dat de interne schakelingen in het IC overgecompenseerd worden. Daardoor neemt de versterking voor hogere frequenties toe, waardoor het effect van de paracitaire capaciteit op de uitgang wordt gecompenseerd.

Maar het introduceren van deze compensatie heeft wel tot gevolg dat op de uitgang "overshoots" ontstaan.
Als de spanning heel snel van het ene naar het andere niveau springt, dan zal de spanning op de uitgang iets "doorschieten", er verschijnen uitstervende oscillaties op de top van de signaalflank. Om dit verschijnsel weer te compenseren wordt er over de terugkoppelingsweerstand R2 een kleine condensator geschakeld. Deze heeft tot gevolg dat de versterkingsfactor voor hogere frequenties iets kleiner is dan voor gelijkspanning.
De impedantie van de condensator staat immers parallel geschakeld over de weerstand R2.
De impedantie van een condensator neemt af als de frequentie van het signaal stijgt. Voor lage frequenties zal de impedantie van de condensator veel en veel hoger zijn dan de waarde van de weerstand R2.
Men kan zijn invloed dan verwaarlozen. Voor hoge frequenties echter wordt de impedantie van de condensator vergelijkbaar met de waarde van de weerstand. De reële waarde van de terugkoppelingsweerstand gaat dus dalen en daarmee ook de versterking.

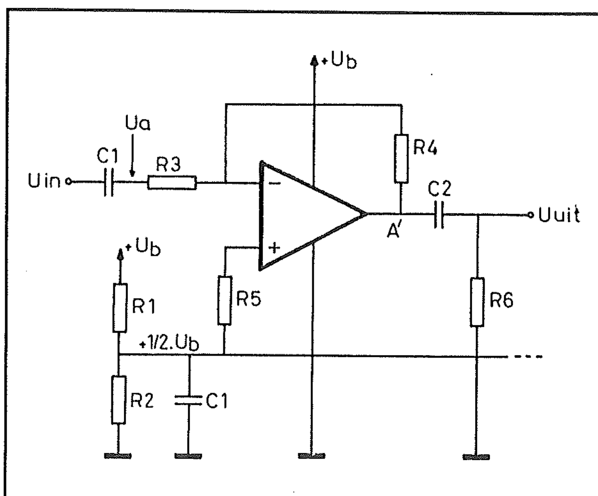
De waarde van de twee compensatiecondensatoren is tamelijk kritisch en deze moeten van specifieke schakeling tot specifieke schakeling zorgvuldig op elkaar afgestemd worden. Ontwerpt men zélf schakelingen, dan zal men met behulp van functiegenerator en oscilloscoop de compensatie experimenteel moeten bepalen door eerst een geschikte waarde voor C2 uit te zoeken en nadien de waarde van C1 aan te passen tot de schakeling minimale stijgtijden combineert met minimale overshoot op de flanken van het signaal.

De offsetcompensatie van de inverterende versterker
Hiervoor kunnen uiteraard precies dezelfde schakelingen worden gebruikt die reeds zijn besproken bij de omkeerversterker.

Niet-symmetrische voeding
De tot nu toe beschreven schakelingen gaan er allemaal van uit dat de operationele versterker uit symmetrische spanningen wordt gevoed. Er staan twee even grote voedingsspanningen ter beschikking, maar met tegengestelde polariteit.
Doordat de niet-inverterende ingang van de op-amp rechtstreeks of via een weerstand verbonden is met de massa staan beide ingangen ingesteld op 0 V, hetgeen precies het midden van het voedingsbereik is. De schakeling kan dus zowel positief als negatief maximaal uitgestuurd worden.

Vaak zal men echter een inverterende versterker moeten gebruiken in een schakeling waar maar één meestal positieve voedingsspanning ter beschikking staat. Men kan dan het schema gebruiken dat in figuur 3/12.2-11 getekend is. De werking van de schakeling wordt verklaard aan de hand van de grafieken in figuur 3/12.2-12.

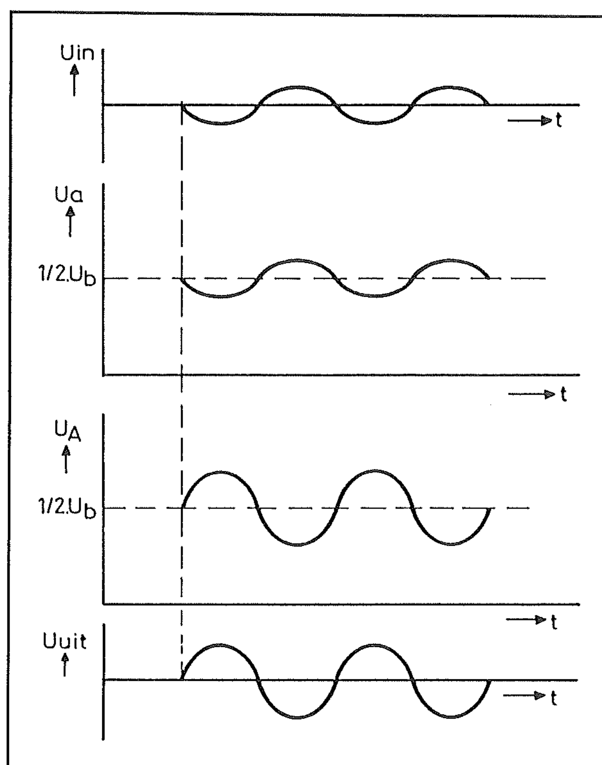
12.2 Op-amp's als spanningsversterkers



Figuur 3/12.2-11: Het voeden van een inverterende versterker uit één voedingsspanning.

De operationele versterker wordt gevoed tussen de positieve voedingsspanning $+U_b$ en de massa. De niet-inverterende ingang gaat via de weerstand R5 naar het knooppunt van twee even grote weerstanden R1 en R2. Deze zijn aangesloten tussen de voeding en de massa, zodat er op hun knooppunt een spanning staat die gelijk is aan de helft van de voedingsspanning. Deze instelspanning staat dus ook op de niet-inverterende ingang. De versterking van de schakeling wordt op de bekende manier ingesteld door middel van de twee weerstanden R3 en R4. Omdat ook nu de op-amp zal streven naar spanningsgelijkheid op beide ingangen zal de schakeling zich zo instellen dat in rust de twee ingangen en de uitgang op de helft van de voedingspanning staan. De schakeling kan dus nu maximaal uitgestuurd worden rond dit instelpunt, hetgeen ook duidelijk volgt uit de grafieken.

Het is nu echter wél noodzakelijk zowel de ingang als de uitgang van de versterker door middel van scheidingscondensatoren C1 en C2 met de overige schakelingen van het systeem te verbinden. Deze condensatoren verhinderen dat de instelspanning van $+1/2U_b$ wegvloeit via de uitgangsimpedantie van de bron en de ingangsimpedantie van de belasting. Het te versterken ingangssignaal, dat uiteraard symmetrisch verloopt ten opzichte van de massa, wordt via de condensator C1 gesuperponeerd op de instelspanning van de trap en zal rond de helft van de voedingsspanning gaan schommelen. Hetzelfde geldt ook voor de uitgangsspanning, de condensator C2 scheidt de versterkte signaalspanning van de instelspanning op de uitgang van de op-amp en het gevolg is dat de spanning over weerstand R6 weer symmetrisch verloopt ten opzichte van de massa.



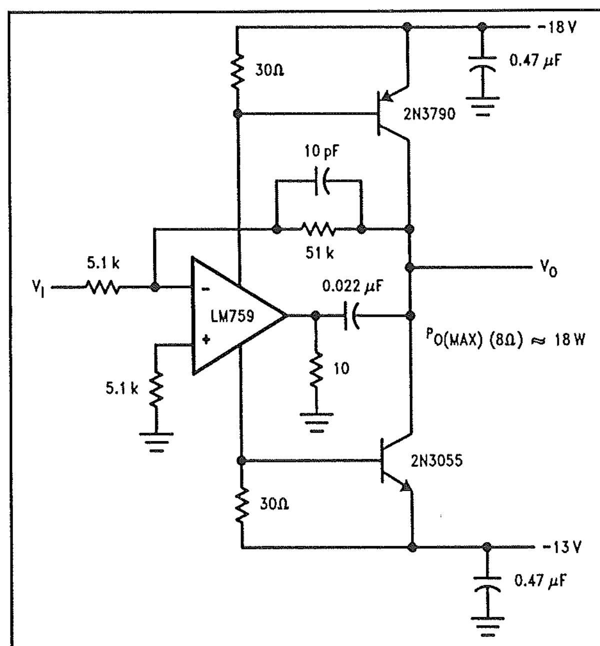
Figuur 3/12.2-12: De werking van de schakeling uit figuur 3/12.2-11 grafisch toegelicht.

12.2 Op-amp's als spanningsversterkers

De inverterende versterker in de praktijk
Hoewel de inverterende versterker één groot nadeel heeft, namelijk het feit dat de versterking van de trap mede bepaald wordt door de uitgangsimpedantie van de bron, zal men de inverterende versterker in de praktijk zeer vaak aantreffen als driver-trap van een complementaire eindtrap of als mengversterker. Vooral dat laatste is een zeer belangrijk toepassingsterrein van de schakeling. In de volgende drie paragrafen worden deze applicaties toegelicht en wordt bovendien een zeer ongebruikelijke, maar wel handige toepassing van een inverterende versterker beschreven, namelijk een "panningversterker".

Driver voor complementaire eindtrappen
In hoofdstuk 3/12.1 werd reeds beschreven hoe een als spanningsvolger geschakelde operationele versterker kan worden ingezet als driver van een complementaire eindtrap. Deze schakeling werkt uitstekend, maar heeft één grote beperking. Door de rechtstreekse koppeling tussen de uitgang van de eindtrap en de inverterende ingang van de op-amp staat de volle uitgangsspanning op de ingang van de operationele versterker. Dit beperkt ten zeerste het uitsturingsbereik van de schakeling! Gebruikt men echter een inverterende versterker als driver, dan valt deze beperking weg. Omdat de niet-inverterende ingang van de trap immers aan de massa ligt en de schakeling zal streven naar een identieke spanning op de inverterende ingang, kan men de uitgang van de eindtrap uitsturen tot ver boven het spanningsbereik van de op-amp.

In figuur 3/12.2-13 is een voorbeeld gegeven van een driver die twee complementaire eindtransistoren aanstuurt. De terugkoppeling die de versterking van de trap bepaalt wordt nu verbonden met het complementaire knooppunt dat tevens de uitgang van de versterker is. Uit de verhouding van de weerstanden (5,1 kΩ en 51 kΩ) kan de versterking afgeleid worden, deze is gelijk aan 10. De eindtransistoren worden gestuurd uit de spanningsvallen die ontstaan over twee in serie met de voedingsaansluitingen van de opamp opgenomen weerstanden. Let ook nu op de frequentie-compenserende condensator over de weerstand van 51 kΩ.



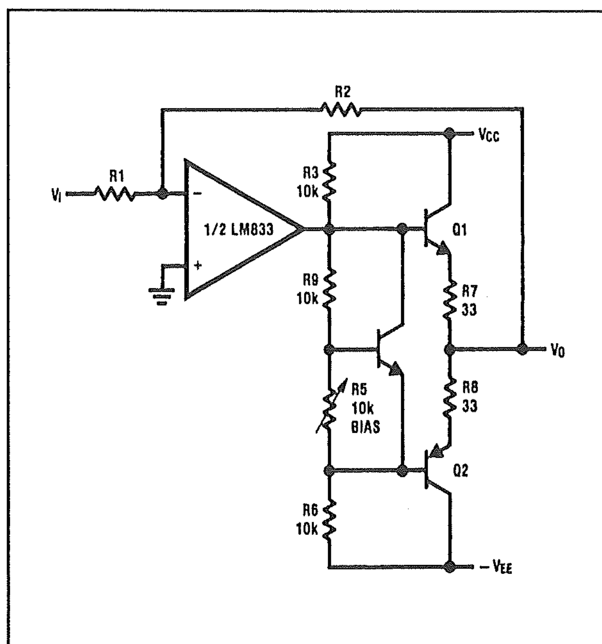
Figuur 3/12.2-13: Voorbeeldschakeling van een complementaire eindversterker.

Op deze schakeltechnisch zeer eenvoudige manier zijn eindversterkers met indrukwekkende prestaties te ontwerpen. Het getekende voorbeeld, een ontwerp van National Semiconductor, levert 18 W aan een belasting van 8 Ω bij een bandbreedte van 85 kHz. De vervorming is kleiner dan 0,2 % bij 10 V effectief op de

12.2 Op-amp's als spanningsversterkers

uitgang en een signaal met een frequentie van 1 kHz.

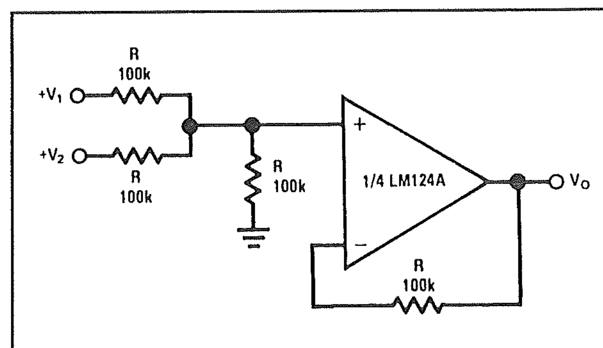
In figuur 3/12.2-14 wordt een eenvoudige lijndriver voorgesteld. Met een dergelijke schakeling kan men een signaal over een zeer lage uitgangsimpedantie aanbieden aan overige schakelingen.
Men zou een lijndriver bijvoorbeeld kunnen gebruiken als men het uitgangssignaal van een geluidsmenger naar diverse, ver van elkaar verwijderde eindversterkers moet sturen.
De eindtrap bestaat uit complementaire emittervolgers, de derde transistor zorgt voor een bepaalde ruststroom door de emittervolgers die de cross-over vervorming moet verminderen. Door de stevige terugkoppeling naar de inverterende ingang van de operationele versterker zal de schakeling, ondanks deze ruststroom, toch onder alle mogelijke omstandigheden stabiel blijven.



Figuur 3/12.2-14: Een lijndriver met een inverterende versterker aan de ingang.

Iedere afwijking van de rusttoestand, waarbij de uitgang op 0 V staat, wordt immers onmiddellijk gecorrigeerd door de terugkoppeling.

De inverterende versterker als mengversterker
Mengversterkers zijn onmisbare schakelingen in de laagfrequent techniek. Iedere radio-, TV- of opnamestudio staat er vol van! Bovendien hebben de meeste elektronica hobby-isten wel een eenvoudig mengversterkertje in huis. Een mengversterker bestaat uit een aantal voorversterkers, bijvoorbeeld voor CD, microfoon, tuner, tape en platendraaier, die de diverse signalen tot een standaard niveau versterker en eventueel een frequentiecorrectie toepassen. Nadien gaan de uitgangssignalen van die voorversterker naar een mengtrap, waar zij met elkaar gemengd worden.
In de eenvoudigste uitvoering bestaat zo'n mengtrap uit een resistieve menger. Het principeschema daarvan is getekend in figuur 3/12.2-15. De twee ingangssignalen V1 en V2 gaan via twee even grote weerstanden van 100 kΩ naar de ingang van een spanningsbuffer. Tussen deze ingang en de massa is bovendien een derde weerstand van 100 kΩ geschakeld, de eigenlijke mengweerstand.



Figuur 3/12.2-15: Een resistieve menger voor het mengen van twee signalen.

12.2 Op-amp's als spanningsversterkers

De werking van de schakeling is zeer eenvoudig.
Tussen iedere ingang en de massa staat een weerstand en het zal logisch zijn dat het aanleggen van een signaal op een van de ingangen een stroom door die weerstand tot gevolg heeft. Deze stroom bouwt over de mengweerstand een spanning op. Als beide ingangen gestuurd worden met signalen, dan zullen beide signalen stromen veroorzaken.
Deze stromen vloeien gezamenlijk door de mengweerstand met als gevolg dat de spanningsval over deze weerstand evenredig is met de somstroom. Er ontstaat dus een spanning over deze weerstand die recht evenredig is met de momentele waarde van beide ingangsspanningen. Kortom, de twee ingangssignalen worden gemengd!

Deze schakeling heeft echter een aantal nadelen.
Zo zal het duidelijk zijn dat door de resistieve menger aanmerkelijke spanningsverliezen ontstaan. Er ontstaat immers een spanningsdeler tussen een ingang en de uitgang, opgebouwd uit twee even grote weerstanden. Over de mengweerstand staat bijgevolg maximaal de helft van de beschikbare signaalspanning. Maar bovendien vormen de serieweerstanden van alle overige ingangen nog eens signaalpaden naar de massa. Deze ingangen hebben een lage uitgangsimpedantie naar de massa! Hoe meer signalen er gemengd worden, hoe meer spanning er verloren gaat.

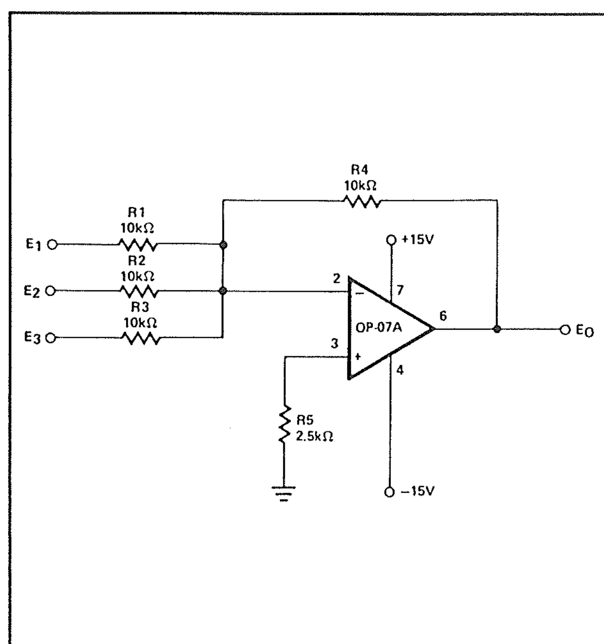
Het grootste nadeel van de schakeling is echter dat de signalen elkaar beïnvloeden.
De stroom die een ingangsspanning aan de mengweerstand levert wordt alleen door niets anders dan die spanning bepaald als alle overige ingangen geen signalen leveren.
Doen deze dat wel, dan ontstaan er over de mengweerstand ook spanningen van die overige signalen. Over de serieweerstand van de ene ingang staat dan een spanning die niet alleen afhankelijk is van de grootte van zijn eigen ingangsspanning maar ook in min of meerdere mate van de spanningen op de overige ingangen. Met als gevolg dat ook de stroom die door deze ene ingang geleverd wordt afhankelijk wordt van de waarde van de overige ingangsspanningen.

Al deze problemen kunnen zeer soepel opgelost worden door gebruik te maken van de schakeling van figuur 3/12.2-16.
Hier worden de drie te mengen signalen ook via serieweerstanden aangeboden aan een sommeerpunt. Maar nu ligt dit punt aan de inverterende ingang van een als inverterende versterker geschakelde operationele versterker. Tussen dit punt en de uitgang is de mengweerstand R4 opgenomen.
De niet-inverterende ingang gaat weer via een weerstand R5 naar de massa. Deze ingang ligt dus op 0 V en de schakeling zal ook de spanning op de inverterende ingang op 0 V zetten.
Het gevolg is dat de signalen op de ingangen nu stromen door de serieweerstanden sturen, die afvloeien naar een punt dat op 0 V staat en dat deze stromen elkaar dus op geen enkele manier kunnen beïnvloeden!
De som van alle stromen kan alleen via de mengweerstand R4 verder vloeien naar de uitgang van de operationele versterker.

De versterking kan heel eenvoudig worden ingesteld door de verhouding van de

12.2 Op-amp's als spanningsversterkers

weerstand R4 tot de serieweerstanden R1 tot en met R3 van de ingangen op een bepaalde waarde vast te leggen. Het is dus mogelijk aan iedere ingang een eigen specifieke gevoeligheid toe te kennen!



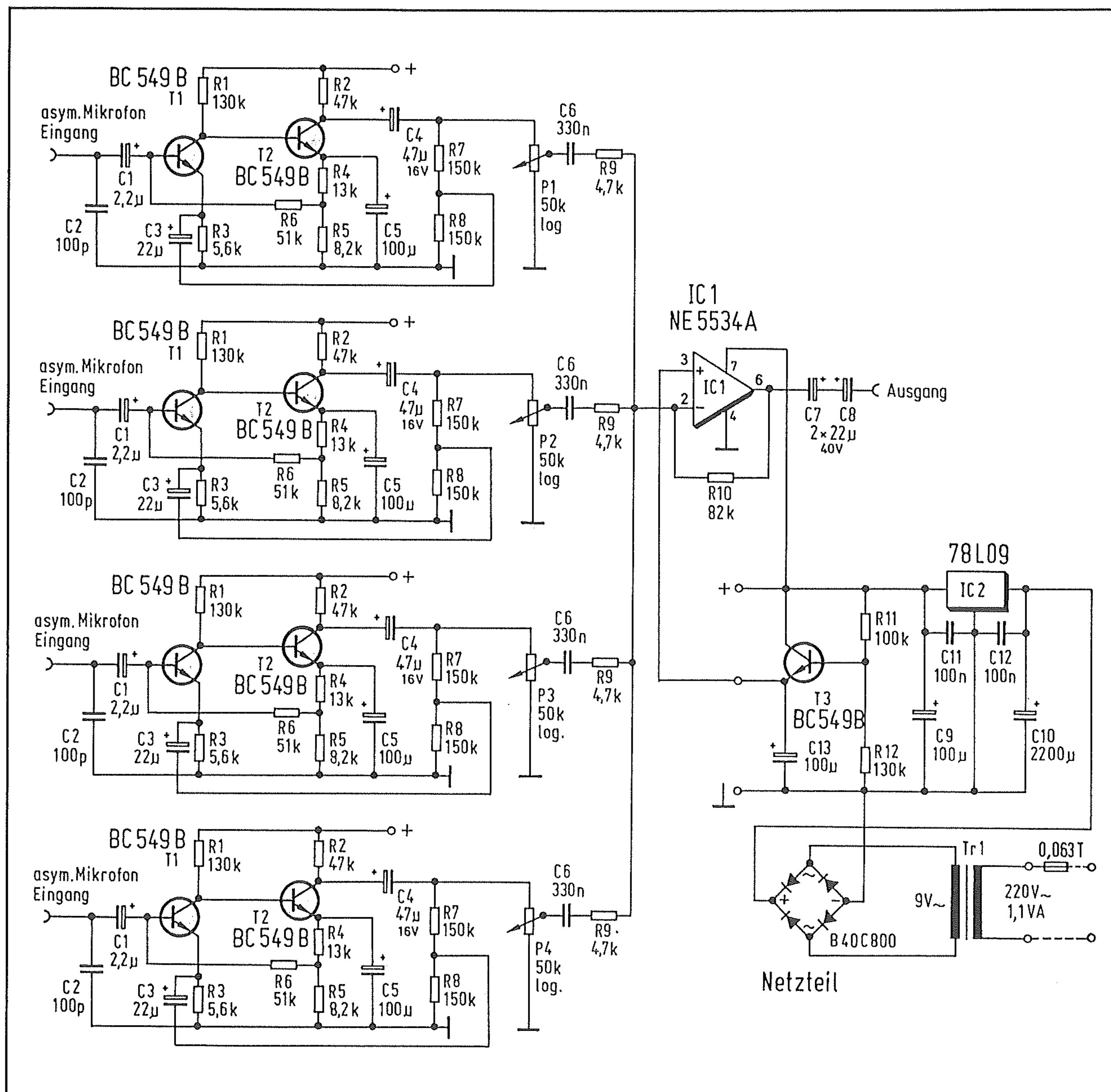
Figuur 3/12.2-16: Een mengversterker met een inverterende versterker.

Deze mengschakeling wordt ook wel eens "de menger met virtuele massa" genoemd.
Hoewel het mengpunt op een spanning van 0 V staat, dus op dezelfde spanning als op de massa terug te vinden is, kan men toch niet zeggen dat dit punt aan de massa ligt. De schakeling zorgt er alleen voor dat de spanning steeds op massapotentiaal blijft.
Het zal, als rechtstreeks gevolg van dat virtuele massapunt, ook wel duidelijk zijn dat iedere ingang een ingangsimpedantie heeft die gelijk is aan de waarde van de serieweerstand van deze ingang.

In figuur 3/12.2-17 is een praktische schakeling van een mengversterker getekend, waarin een aantal van de besproken technieken worden toegepast. Met deze schakeling kan men de signalen van vier microfoons met elkaar mengen.
De vier voorversterkers zijn samengesteld rond transistoren.
In principe kunnen dergelijke versterkers ook met operationele versterkers worden gebouwd, maar het nadeel van deze onderdelen is dat zij veel meer ruis produceren dan speciale, ruisarme transistoren.
De uitgangen van de voorversterkers worden afgesloten met potentiometers, waarmee men de amplitude van de vier signalen kan instellen.
De lopers van deze potentiometers gaan via scheidingscondensatoren en serieweerstanden van 4,7 kΩ naar het virtuele massapunt, verbonden met de inverterende ingang van de operationele versterker.
De versterkingsfactor van de trap wordt ingesteld met de weerstand R10.

Omdat de schakeling uit een enkelvoudige positieve voedingsspanning wordt gevoed, wordt de niet-inverterende ingang van de operationele versterker ingesteld op de helft van deze voedingsspanning. Daarvoor zorgt de emittervolger T3.
De basis van deze halfgeleider is aangesloten op een spanningsdeler tussen de massa en de voeding.
De emitter staat op een spanning die ongeveer 0,65 V lager is dan de spanning op de basis. Vandaar dat beide weerstanden van de deler niet even groot zijn, de basis wordt ingesteld op een spanning die iets groter is dan de helft van de voedingsspanning.
De instelspanning voor de niet-inverterende ingang wordt ontkoppeld met behulp van de condensator C13.

12.2 Op-amp's als spanningsversterkers

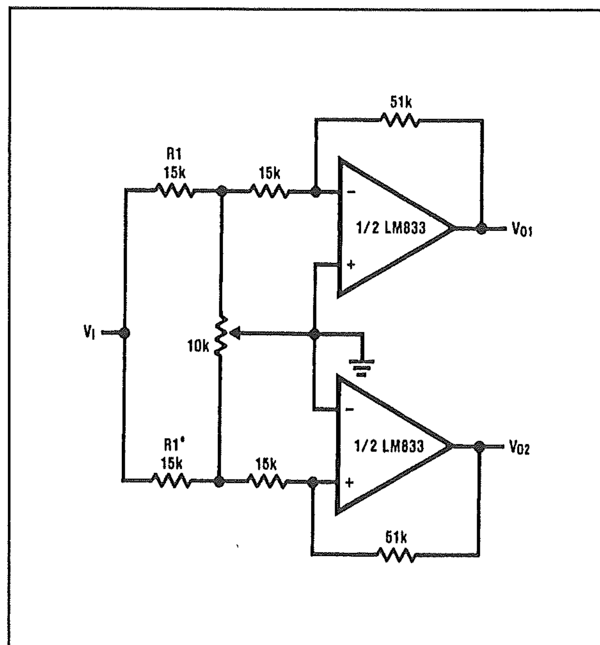


Figuur 3/12.2-17: Een praktisch voorbeeld van een mengversterker met virtuele massa.

De panning-versterker

In figuur 3/12.2-18 zijn twee inverterende versterkers getekend, die worden gebruikt om een ingangssignaal te "pannen". Dat is een vakterm uit de geluidstechniek, waarmee wordt aangegeven dat een ingangssignaal op een instelbare manier verdeeld wordt over twee uitgangen. De benaming "panning" is een afkorting van "panorama" en met een dergelijke schakeling kan men bijvoorbeeld het signaal van een monofone microfoon van links naar rechts door het geluidsbeeld van een stereo-installatie laten lopen.

12.2 Op-amp's als spanningsversterkers



Figuur 3/12.2-18: Het schema van een "panning"-versterker met twee inverterende versterkers opgebouwd.

Het ingangssignaal wordt aan twee identieke inverterende versterkers aangeboden. Tussen de ingang en deze versterkers staat echter een resistief netwerkje, samengesteld uit twee verzwakkers. De ene verzwakker bestaat uit de vaste weerstand R1 en het bovenste deel van de potentiometer. De tweede verzwakker is opgebouwd uit de vaste weerstand R1' en het onderste deel van de potentiometer. Als de loper van de potentiometer in de middenstand staat, zijn beide delers identiek. De ingangen van de twee inverterende versterkers worden dan met identieke signalen gestuurd, ook de twee uitgangssignalen zijn even groot.
Het ingangssignaal wordt dus in even grote mate aangeboden aan de twee uitgangen. Verdraait men echter de loper van de potentiometer, dan wordt deze gelijkheid doorbroken.

Het gevolg is dat of de bovenste, of de onderste versterker meer signaal krijgt dan de andere. Het ingangssignaal wordt dan niet meer evenredig verdeeld over beide uitgangen maar in een mate die wordt bepaald door de stand van de loper van de potentiometer. Staat de loper in een van de uiterste standen, dan zal een van de uitgangen helemaal geen signaal ontvangen.

De niet-inverterende versterker

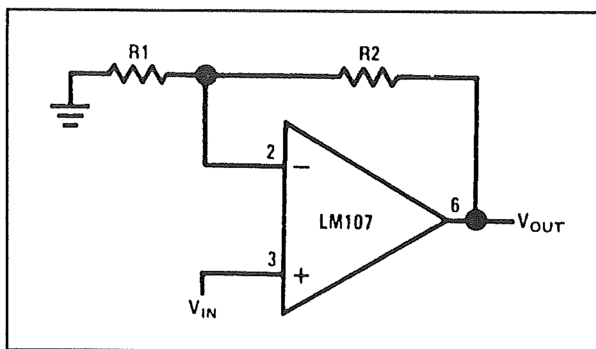
Inleiding
De inverterende versterker heeft twee nadelen. Op de eerste plaats het reeds genoemde feit dat de versterkingsfactor afhankelijk is van de uitgangsimpedantie van de bron, op de tweede plaats het feit dat de schakeling een tamelijk lage ingangsimpedantie heeft. Deze wordt immers volledig bepaald door de weerstand tussen de signaalingang en de inverterende ingang van de versterker. Nu lijkt het dat er niets op tegen is om deze weerstand erg hoog te kiezen, bijvoorbeeld 1 MΩ. Maar wil men dat de schakeling het signaal ook nog versterkt, dan zal men voor de tweede versterkingsbepalende weerstand een onrealistisch hoge waarde moeten kiezen. Wil men in het gestelde voorbeeld de schakeling 100 maal laten versterken, dan zou men de terugkoppelweerstand tussen uitgang en inverterende ingang een waarde van 100 MΩ moeten geven!
Een voor sommige toepassingen extra nadeel van de schakeling is dat het uitgangssignaal 180° in fase gedraaid is ten opzichte van het ingangssignaal.

12.2 Op-amp's als spanningsversterkers

De niet-inverterende versterker vergt precies hetzelfde aantal onderdelen en heeft deze nadelen niet.

Het principiële schema

Het principiële schema van de niet-inverterende spanningsversterker met een operationele versterker is getekend in figuur 3/12.2-19.



Figuur 3/12.2-19: Het principiële schema van de niet-inverterende versterker.

Het ingangssignaal wordt rechtstreeks aangeboden aan de niet-inverterende ingang van de operationele versterker. De versterkingsfactor wordt ook nu weer bepaald door twee weerstanden in een terugkoppellus tussen de uitgang en de inverterende ingang.

De versterking van de schakeling wordt gegeven door de uitdrukking:

$U_{uit} = U_{in} \times (R1+R2/R1)$

Uit dit schema blijkt duidelijk dat de ingangsimpedantie van de schakeling zeer hoog kan zijn.

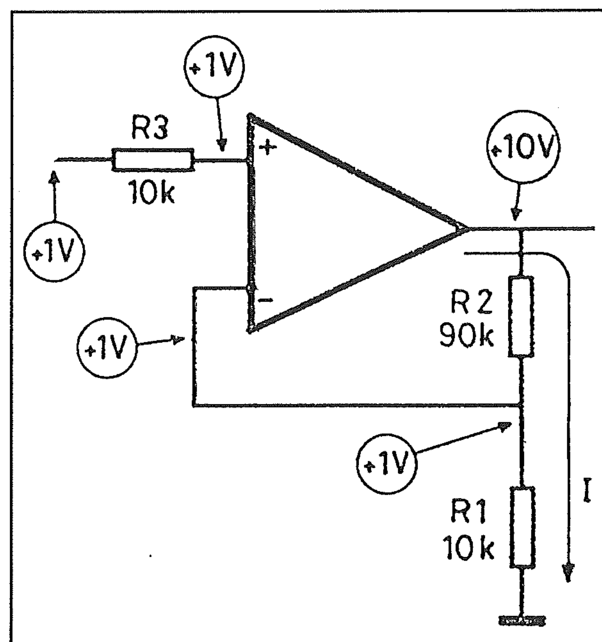
Deze wordt in feite alleen begrensd door de ingangsimpedantie van de niet-inverterende ingang van de operationele versterker en bij moderne JFET op-amp's kan deze waarde in de honderden MΩ liggen!

Bovendien zal het duidelijk zijn dat de bronschakeling geen enkele invloed heeft op de versterkingsfactor van de schakeling.

De spanningsdeler die deze factor bepaalt staat immers helemaal los van externe schakelingen en is eigen aan de trap.

Verklaring van de werking

De werking van de schakeling wordt toegelicht aan de hand van figuur 3/12.2-20. Daar is het principeschema iets anders getekend en wordt de niet-inverterende ingang door middel van een serieweerstand met de signaalbron verbonden. Deze weerstand heeft niets te maken met de fundamentele werking van de schakeling en de waarde ervan is niet kritisch. Meestal kiest men de waarde zo dat deze gelijk is aan de parallel schakeling van R1 en R2.



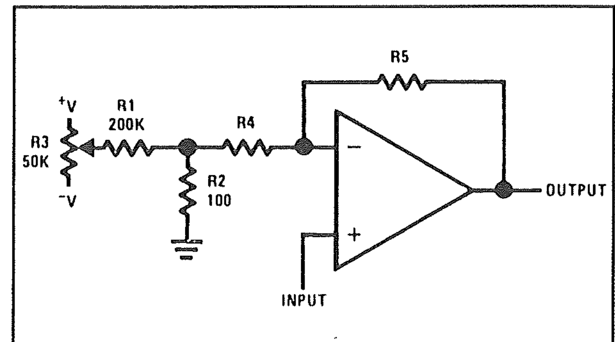
Figuur 3/12.2-20: De verklaring van de werking van de niet-inverterende versterker.

Stel dat aan de schakeling een spanning van +1 V wordt aangeboden. Vanwege de zeer hoge ingangsimpedantie van de niet-inverterende ingang komt deze spanning onverzwakt terecht op deze ingang van de operationele versterker. Ook nu zal de op-amp behoefte voelen om het spanningsverschil tussen zijn beide ingangen nul te maken.
De schakeling regelt zijn uitgangsspanning zodanig dat ook op de inverterende ingang een spanning van +1 V verschijnt. Uiteraard staat dit signaal ook op het knooppunt van de weerstanden R1 en R2. Over de weerstand R1 staat een spanning van 1 V.
Er moet dus een stroom door dit onderdeel vloeien, stroom die alleen geleverd kan worden door de uitgang van de operationele versterker.
Omdat de twee weerstanden R1 en R2 in serie staan kan het niet anders dan dat deze stroom I ook door de weerstand R2 vloeit. In het getekende voorbeeld is deze weerstand echter negen keer groter dan zijn soortgenoot R1. Het gevolg is dat er over dit onderdeel een spanning valt die negen keer groter is dan de spanningsval over R1.
Er valt bijgevolg 9 V over R2, de uitgang van de operationele versterker staat op een spanning van 9 V + 1 V is gelijk aan +10 V.

De schakeling versterkt dus 10 keer, hetgeen ook het resultaat is van de eerder gegeven formule van de versterkingsfactor.

Offsetcompensatie bij de niet-inverterende versterker

Het schema voor de externe offsetcompensatie van de niet-inverterende versterker is getekend in figuur 3/12.2-21.



Figuur 3/12.2-21: Externe offsetcompensatie van de niet-inverterende versterker.

De compensatiepotentiometer wordt verbonden tussen beide voedingsspanningen en stuurt een kleine stroom via de weerstand R1 naar een deel van het terugkoppelnetwerk. De weerstand R1 uit de vorige figuur is nu gesplitst in twee in serie geschakelde weerstanden R2 en R4. Als R4 zeer groot is ten opzichte van R2 kan men de invloed van dit laatste onderdeel op de versterkingsfactor van de schakeling verwaarlozen.

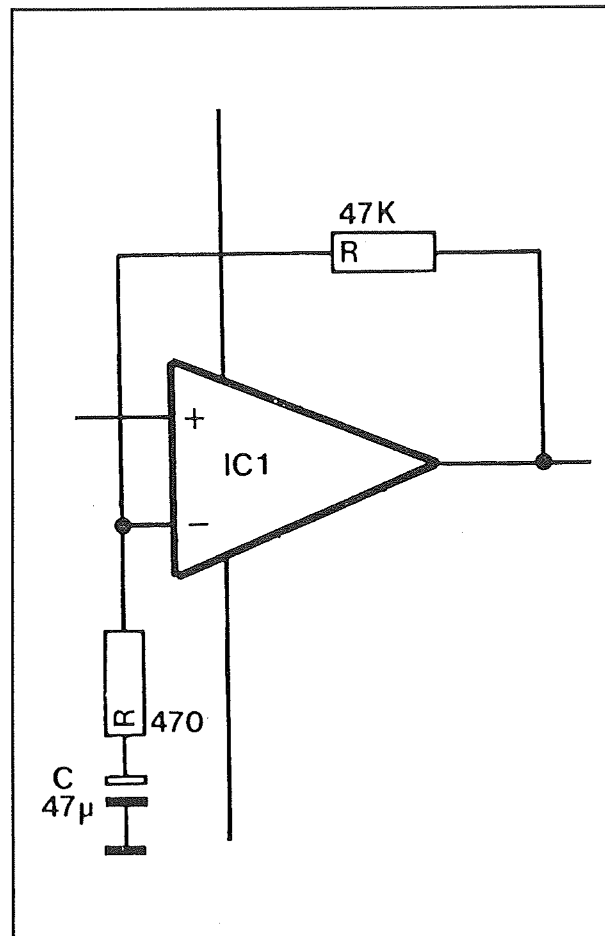
De invloed van de offset op de schakeling

Met een niet-inverterende versterker kan men in principe schakelingen maken, die vele duizenden malen versterken. Er ontstaat dan echter een probleem met de offsetspanning van de operationele versterker. De offsetspanning is op te vatten als een zeer kleine gelijkspanning van ongeveer 1 tot 5 mV die tussen de twee ingangen staat. De op-amp beschouwt deze spanning als een spanningsverschil tussen beide ingangen en zal proberen dit verschil weg te regelen. Dat kan alleen maar door een spanning van tegengestelde polariteit op de uitgang te zetten die via de terugkoppelweerstand tussen uitgang en inverterende ingang de offset compenseert. Maar als de schakeling dui-

zenden maal versterkt en de weerstand R2 dus zeer groot ten opzichte van weerstand R1 is kan dat alleen maar als de uitgangsspanning tot in het V-bereik stijgt! Het gevolg is dat de rustspanning op de uitgang van de schakeling dan niet meer 0 V is, maar behoorlijk positief of negatief. De schakeling kan dan niet langer volledig uitgestuurd worden met een wisselspanningssignaal, maar zal zeer snel vastlopen tegen een van de voedingsspanningen.

Om dit probleem te verhelpen kan men de schakeling van figuur 3/12.2-22 toepassen. Bij deze schakeling wordt een condensator C in serie geschakeld met de onderste weerstand van het terugkoppelnetwerk. Deze condensator heeft tot gevolg dat de terugkoppeling voor gelijkspanningen niet actief is. Voor gelijkspanning lijkt het dus net of de schakeling is een spanningsvolger met een spanningsversterking van +1. De enige gelijkspanningsterugkoppeling bestaat nu immers uit de weerstand van 47 kΩ tussen de uitgang en de inverterende ingang. Een typische spanningsvolger! Om de gelijkspanningsoffset te compenseren volstaat het nu dat de schakeling dezelfde spanning als de waarde van de offset op de uitgang zet, maar uiteraard met tegengestelde polariteit. Deze spanning wordt onverzwakt teruggekoppeld naar de inverterende ingang en compenseert de offset.

Voor signaalspanningen werkt de schakeling wél als versterker. De condensator heeft immers een bepaalde wisselspanningsweerstand en deze staat in serie met de weerstand van 470 Ω. Als men er voor zorgt dat deze wisselspanningsweerstand over het gehele te versterken frequentiegebied klein is ten opzichte van de waarde van de weerstand is zijn invloed te verwaarlozen. Dat betekent dat men in de meeste gevallen een tamelijk grote elektrolytische condensator zal moeten gebruiken.

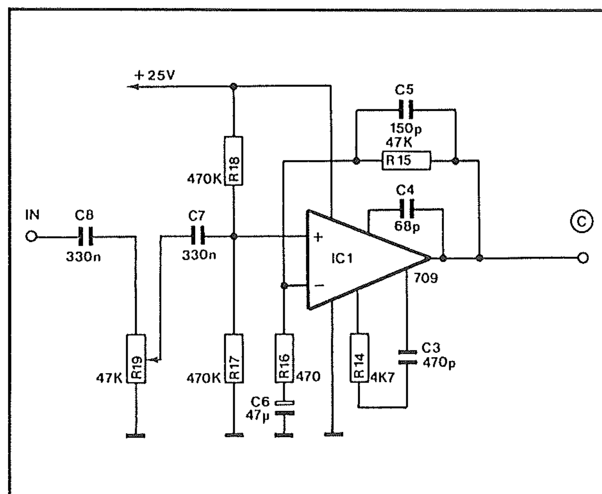


Figuur 3/12.2-22: Een schakeling waarmee de offset de instelling van de schakeling niet kan beïnvloeden.

De niet-inverterende versterker op enkelvoudige voeding

Het is mogelijk de schakeling zo uit te breiden dat gebruik gemaakt kan worden van een enkelvoudige voedingsspanning. Omdat deze in de meeste gevallen positief zal zijn ten opzichte van de massa wordt er in het schema van figuur 3/12.2-23 ook van deze situatie uitgegaan.

12.2 Op-amp's als spanningsversterkers



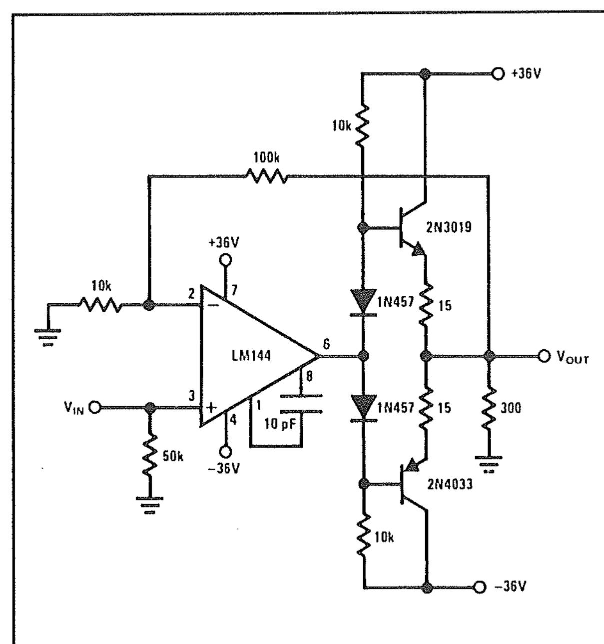
Figuur 3/12.2-23: De niet-inverterende versterker gevoed door een enkelvoudige spanning.

De operationele versterker wordt gevoed tussen de spanning van +25 V en de massa. Tussen de massa, de inverterende ingang en de uitgang is het terugkoppelnetwerk van de vorige figuur aangebracht. De niet-inverterende ingang is verbonden met het knooppunt van een weerstandsdeler R17/R18.
Deze is aangesloten tussen de voeding en de massa en daar beide weerstanden even groot zijn staat er op het knooppunt een spanning van precies de helft van de voedingsspanning.
Deze spanning staat uiteraard ook op de niet-inverterende ingang. De schakeling stelt de spanningen op de uitgang en de inverterende ingang zo in dat er weer een spanning van 0 V tussen beide ingangen ontstaat. Omdat de schakeling voor gelijkspanningen werkt als spanningsvolger (condensator in de terugkoppeling!) zal deze situatie ontstaan als ook de uitgang zich instelt op de helft van de voedingsspanning. De schakeling staat dus optimaal ingesteld en kan zowel in positieve als in negatieve zin maximaal uitgestuurd worden.

Het te versterken signaal wordt via een potentiometer en een scheidingscondensator aangeboden aan de niet-inverterende ingang. De condensator laat wel de wisselspanning van het te versterken signaal door, maar spert de instelspanning op de niet-inverterende ingang.

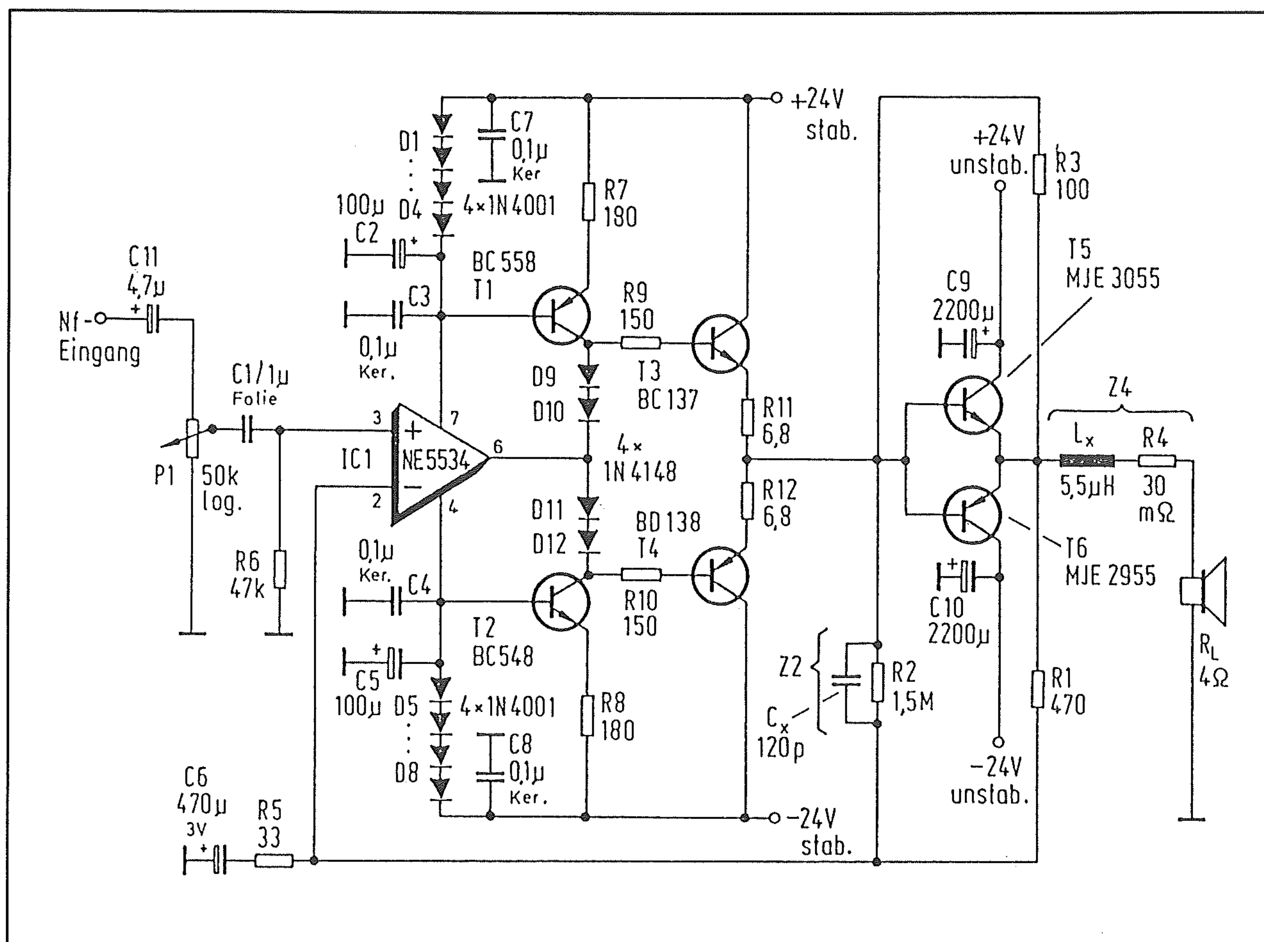
De niet-inverterende versterker in de praktijk

De niet-inverterende versterker wordt, vanwege zijn zeer hoge ingangsimpedantie en door externe schakelingen niet te beïnvloeden versterkingsfactor, zeer vaak toegepast in allerlei schakelingen.
In de volgende paragraafjes wordt de toepassing als driver voor eindversterkers besproken en worden twee minder bekende, maar wel nuttige applicaties aan de orde gesteld.



Figuur 3/12.2-24: Een niet-inverterende versterker als driver voor een complementaire lijndriver.

12.2 Op-amp's als spanningsversterkers



Figuur 3/12.2-25: Een 25 W geluidsversterker met een niet-inverterende versterker in de ingang.

Driver voor eindversterkers

In figuur 3/12.2-24 is het standaard schema getekend van een lijndriver met een niet-inverterende versterker aan de ingang.

In feite is er erg weinig verschil met de eerder besproken schema's waarbij een inverterende versterker wordt gebruikt. Alleen het terugkoppelnetwerk is uiteraard anders.

Tussen de niet-inverterende ingang en de massa is een weerstand van 50 kΩ geschakeld. Deze weerstand legt de ingangsimpedantie van de schakeling vast. Zonder deze weerstand zou de schakeling een ingangsimpedantie hebben die ligt in het 100 MΩ bereik en zou de schakeling met open ingang veel te veel stoorsignalen uit de omgeving oppikken. Men doet er dus verstandig aan de ingangsimpedantie kunstmatig tot een reële waarde te verlagen.

In figuur 3/12.2-25 is een laagfrequent eindversterker getekend, die een vermogen van 25 W in een luidspreker van 4 Ω kan opwekken. De schakeling werkt voor lage vermogens in klasse A, voor grotere vermogens wordt omgeschakeld naar klasse B. Normale muziekniveaus worden dus met minimale vervorming versterkt, alleen de pieken zitten in het klasse B bereik met de typische hogere overname-

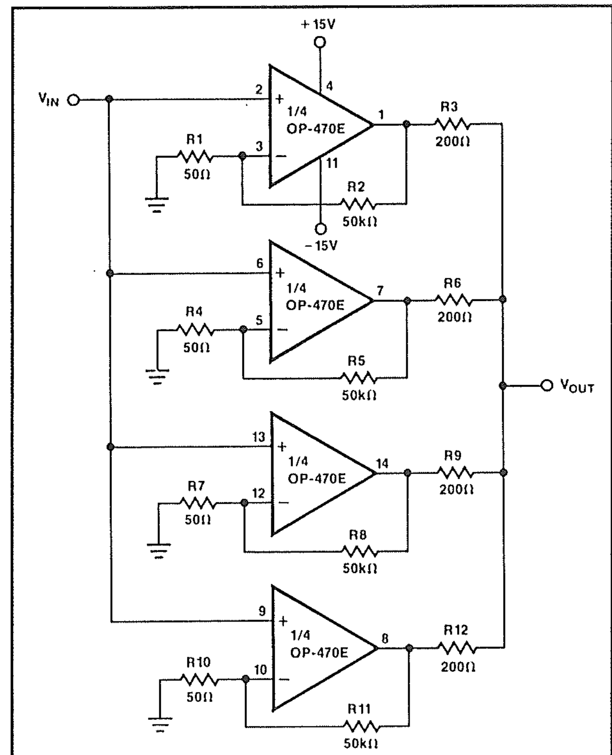
vervorming (het beruchte "transistor-geluid").

De volledig complementair uitgevoerde eindtrap wordt gestuurd uit twee stroombronnen T1 en T2. Deze worden op hun beurt weer gestuurd uit de voedingsleidingen van de operationele versterker. De vier dioden D9 tot en met D12 verzorgen de voor klasse A noodzakelijke hoge instelstroom door de eerste set eindtransistoren T3 en T4.
De klasse B sturing van de luidspreker wordt verzorgd door de transistoren T5 en T6.

Let op de frequentiecompenserende condensator Cx in de terugkoppeling en de seriecondensator C6 die er voort zorgt dat de offsetspanning niet versterkt op de uitgang verschijnt.
Dat laatste is voor geluidsversterkers natuurlijk een eis, omdat de minste of geringste gelijkspanning op de uitgang een grote stroom door de luidspreker tot gevolg heeft.
De ingangsimpedantie van de schakeling wordt ook nu kunstmatig verlaagd tot 47 kΩ met behulp van de weerstand R6.

Het verlagen van de ruis

De meeste operationele versterkers hebben een tamelijk hoge eigen ruis. Vandaar dat gevoelige laagfrequent schakelingen, zoals microfoonversterkers, nog steeds met speciale ruisarme transistoren worden uitgevoerd.
Er bestaat echter een techniek om de ruis van operationele versterkers te verminderen.
Dat systeem gaat uiteraard niet alleen op voor niet-inverterende versterkers, maar voor alle schakelingen met operationele versterkers.



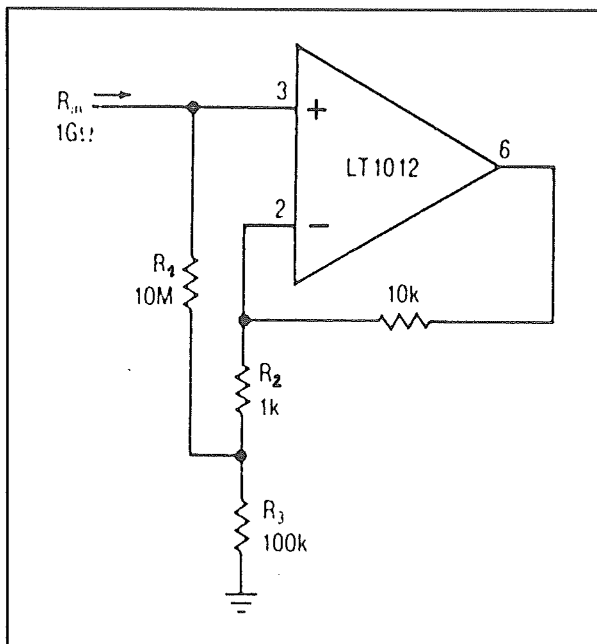
Figuur 3/12.2-26: Het verlagen van de ruis door het parallel schakelen van identieke schakelingen.

Als men, zoals voorgesteld in figuur 3/12.2-26, een aantal identieke schakelingen parallel schakelt, dat zal de ruis op de uitgang aanmerkelijk lager liggen dan wanneer men maar één schakeling zou toepassen.
Dat verschijnsel is te verklaren uit het willekeurige verloop van een ruisspanning. Als de ene op-amp op een bepaald moment een ruisspanning van +2 mV genereert, dan is het zeer waarschijnlijk dat een van de andere op-amp's een negatieve ruisspanning van ongeveer dezelfde grootte opwekt. Het gevolg is dat deze twee ruisspanningen elkaar grotendeels compenseren. Hetzelfde verhaal geldt uiteraard ook voor de overige versterkers in de schakeling.

Let op de vier weerstanden die in serie met de individuele uitgangen van de op-amp's zijn geschakeld. Deze zorgen ervoor dat de vier uitgangssignalen resistief gemengd worden en dus ook voor het onderling compenseren van de ruissignalen.

De weerstandsvermenigvuldiger

Het zal in de praktijk wel niet vaak voorkomen dat men weerstanden nodig heeft van meer dan 10 MΩ. Maar is dat een keertje wél het geval, dan zit men met het feit dat dergelijke weerstanden, hoewel zij wel gemaakt worden, nauwelijks verkrijgbaar zijn. Men kan een niet-inverterende versterker gebruiken om de waarde van een weerstand met een bepaalde factor te vermenigvuldigen. De zeer hoge weerstand is dus niet als onderdeel in de schakeling aanwezig. De elektronica "ziet" echter de schakeling rond de op-amp als een weerstand ten opzichte van de massa met een zeer hoge waarde.



Figuur 3/12.2-27: Het schema van een weerstandsvermenigvuldiger.

Het schema van een dergelijke weerstandsvermenigvuldiger is getekend in figuur 3/12.2-27. De schakeling maakt gebruik van een niet-inverterende versterker en een referentieweerstand R1, waarvan de waarde wordt vermenigvuldigd met de verhouding tussen de weerstanden R3 en R2. In het getekende voorbeeld is deze verhouding 100 en de referentieweerstand 10 MΩ, zodat de schijnbare weerstand tussen ingang en massa gelijk is aan 1 GΩ.

De brugversterker

Inleiding

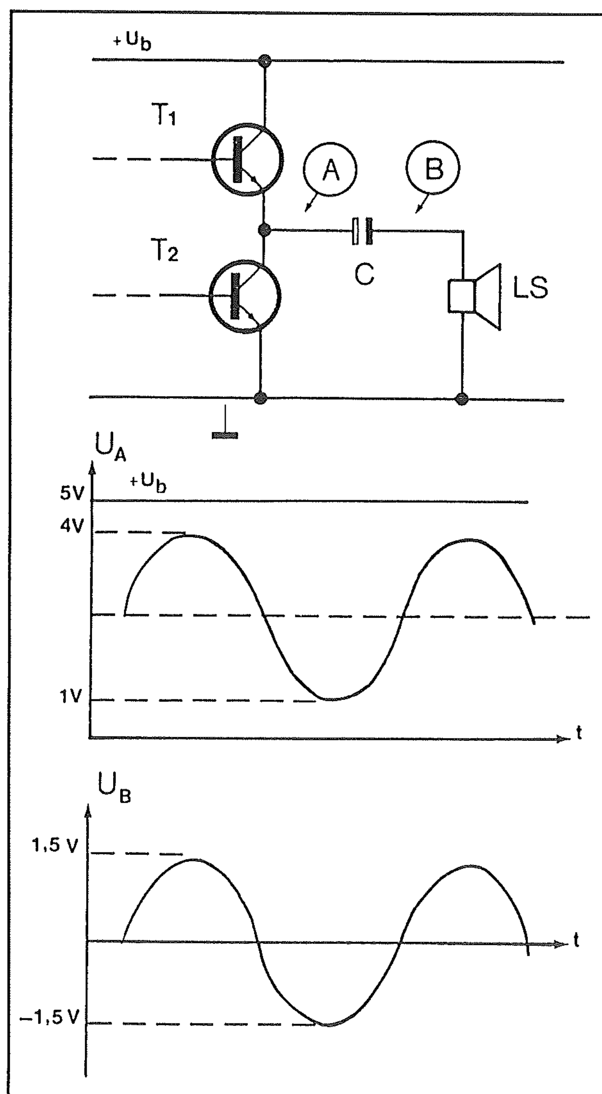
Het vermogen dat in een belasting gedissipeerd kan worden hangt voor een belangrijk deel af van de voedingsspanning die ter beschikking staat. Als er maar een kleine spanning aanwezig is, zoals bijvoorbeeld in een auto met zijn 12 V accu, dan moet men de impedantie van de belasting tot een onrealistisch lage waarde reduceren om toch nog voldoende vermogen te dissiperen. Om dit probleem op te lossen heeft men het principe van de brugversterker ontwikkeld. Een principe dat erg goed met operationele versterkers uitgevoerd kan worden!

Principe van de brugversterker

In figuur 3/12.2-28 is een enkelvoudige eindtrap getekend, gevoed tussen de massa en een positieve spanning $+U_b$. Stel dat deze spanning zeer laag is, bijvoorbeeld +5 V. De spanning op punt A kan maximaal gelijk worden aan deze spanning minus de noodzakelijke spanning om de eindtransistor te laten werken. De meeste transistoren doen het nog goed als er ongeveer 1 V tussen de collector en de emit-

12.2 Op-amp's als spanningsversterkers

ter staat. Het gevolg is dat de versterker tot maximaal +4 V uitgestuurd kan worden. Om dezelfde reden kan de spanning op punt A niet kleiner worden dan ongeveer +1 V. Deze spanning is nodig om de onderste transistor in geleiding te houden.

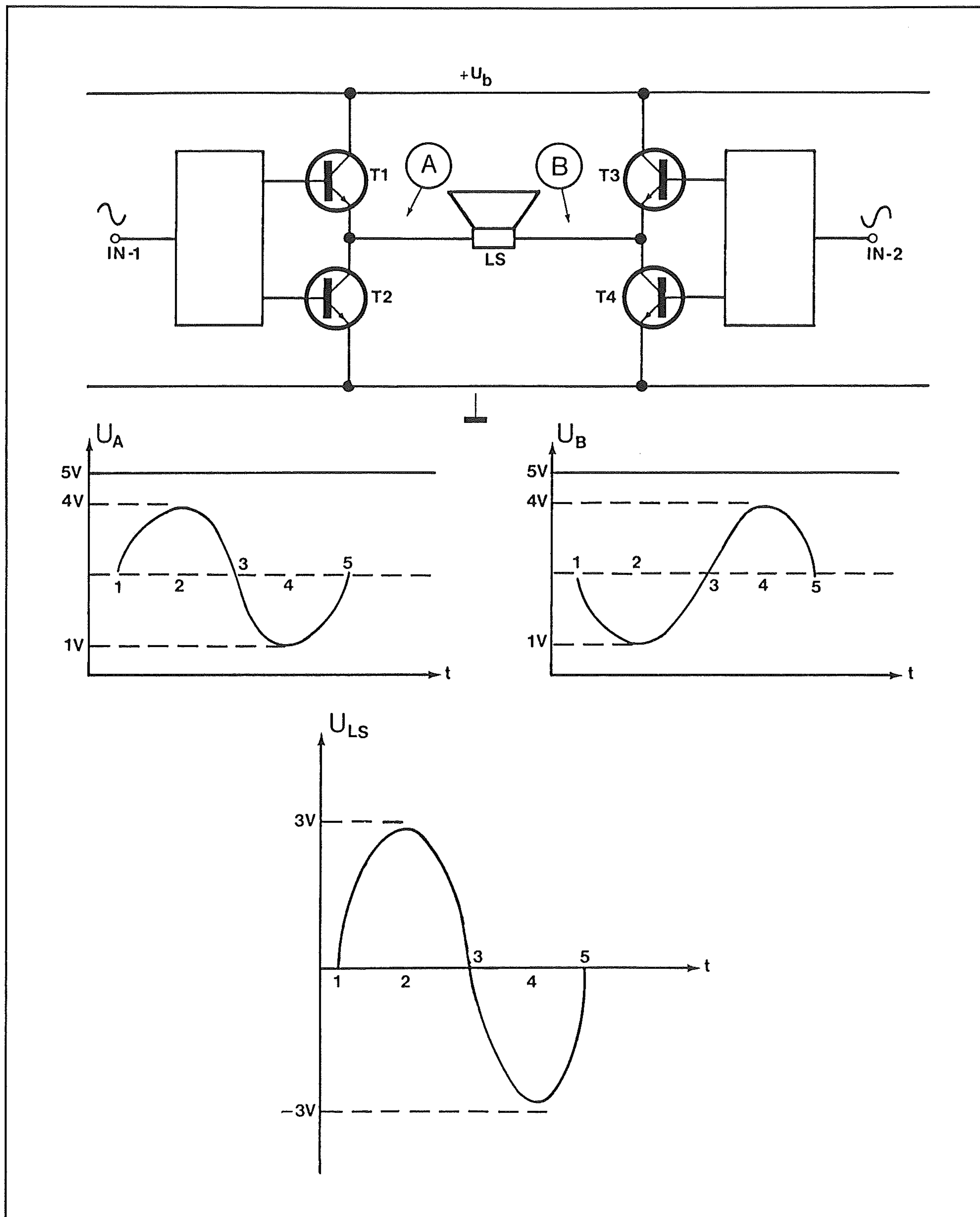


Figuur 3/12.2-28: Het principe van een enkelvoudige versterker.

Deze schakeling kan dus tot maximaal 3 V top-tot-top uitgestuurd worden. Omdat op de uitgang van de versterker een instelspanning aanwezig is, gelijk aan de helft van de voedingsspanning, moet de belasting via een scheidingscondensator met de uitgang van de versterker verbonden worden. Deze condensator spert de instelspanning maar laat wel de signaalspanning door, zodat op punt B een sinus met een top-tot-top waarde van 3 V staat. Hetgeen overeen komt met een effectieve waarde van ongeveer 1 V!
Uit een voedingsspanning van 5 V kan men dus met een traditionele schakeling niet meer dan 1 V effectief signaal afleiden.

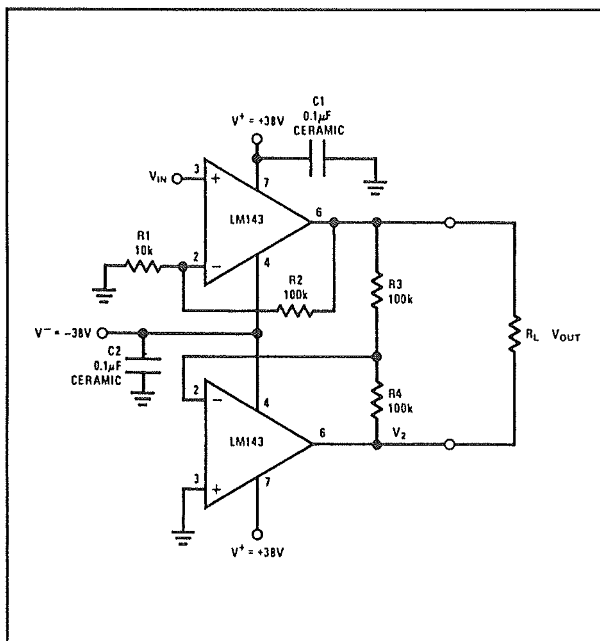
Bij de brugversterker wordt de belasting gevoed tussen de uitgangen van twee identieke schakelingen, zie figuur 3/12.2-29. Die twee schakelingen worden echter gestuurd met signalen die in tegenfase zijn, dus elkaars omgekeerde zijn.
In rust bevinden de twee uitgangen zich op precies de helft van de voedingsspanning. Dat is een voorwaarde die zeer belangrijk is bij brugversterkers! Over de belasting staat dus geen spanningsverschil en er zal dan ook geen stroom doorheen vloeien. Als de schakeling wordt gestuurd zal, vanwege de geïnverteerde besturing van beide versterkers, de spanning op punt A even veel stijgen als de spanning op punt B daalt. Als de spanning op punt A bijvoorbeeld gelijk is aan +4 V, dan zal de spanning op punt B gelijk zijn aan +1 V. Over de belasting staat 3 V.
Bij de volgende halve periode zijn de rollen omgedraaid en staat er op punt A een spanning van +1 V en op punt B een spanning van +4 V. Ook nu staat er 3 V over de belasting, maar uiteraard met de tegengestelde polariteit.
De top-tot-top waarde van de spanning over de belasting is nu dus geen 3 V maar 6 V, meer dan de waarde van de voedingsspanning!

12.2 Op-amp's als spanningsversterkers

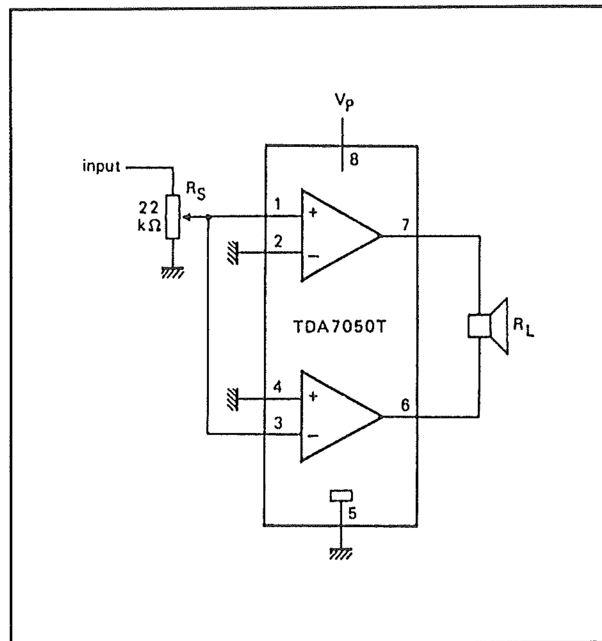


Figuur 3/12.2-29: Het principe van een brugversterker.

12.2 Op-amp's als spanningsversterkers



Figuur 3/12.2-30: Een praktische brugversterker met twee operationele versterkers.



Figuur 3/12.2-31: Een eindversterker met een IC dat speciaal voor brugschakelingen ontwikkeld is.

In principe kan men dus met een brugversterker vier keer meer vermogen uit een voedingsspanning halen dan met een enkelvoudige versterker. Omdat de spanning over de belasting dubbel zo groot is zal ook de stroom door de belasting verdubbelen en het vermogen wordt berekend door spanning te vermenigvuldigen met stroom.

Een brugversterker als lijndriver

In figuur 3/12.2-30 is een praktische brugversterker getekend met twee operationele versterkers. Met deze schakeling kan men een signaal met een top-tot-top waarde van 130 V over een belasting zetten, terwijl de beschikbare voedingsspanning slechts +/-38 V is.De bovenste op-amp is geschakeld als niet-inverterende versterker. Het ingangssignaal wordt dus rechtstreeks aangeboden aan de niet-inverterende ingang van de op-amp.

De versterking van de schakeling wordt op ongeveer 10 ingesteld door middel van de twee terugkoppelweerstanden R1 en R2. De onderste op-amp is als omkeerversterker geschakeld. De twee weerstanden R3 en R4, die de versterking bepalen, zijn even groot en de schakeling versterkt dus precies -1.

De ingang van de omkeerversterker is aangesloten op de uitgang van de niet-inverterende versterker. Het gevolg is dat op de uitgang van de onderste op-amp een spanning staat die even groot is als deze die geleverd wordt door de bovenste schakeling, maar met de tegengestelde polariteit. Als de bovenste op-amp +10 V levert, dan zal de onderste op-amp -10 V leveren. De belastingsweerstand wordt geschakeld tussen beide uitgangen en kan in het getekende voorbeeld gestuurd worden met een maximale top-tot-top spanning van 130 V.

Een brugversterker als eindtrap

In figuur 3/12.2-31 is een brugschakeling getekend die is uitgevoerd met een speciaal voor dat soort toepassingen ontworpen IC. Dat IC bevat twee operationele versterkers die vermogen kunnen leveren en intern zo geschakeld zijn dat de ene als niet-inverterende versterker werkt en de andere als omkeerversterker.

De schakeling levert een vermogen van 880 mW in een belastingsweerstand van 16 Ω bij een voedingsspanning van 6 V.

De verschilversterker

Inleiding

De tot nu toe behandelde versterkerschakelingen worden zowel in de audio- als in de meet- en regeltechniek toegepast. In het eerste geval zullen er alleen wisselspanningen worden versterkt, in het tweede geval komt het er op aan kleine gelijkspanningen van sensoren voldoende te versterken om deze verder te verwerken. De in dit subhoofdstuk behandelde schakeling, de verschilversterker, zal men niet snel in een audio-schakeling aantreffen. Het is een typische meet- en regelschakeling, die in deze branches echter zeer vaak van pas komt.

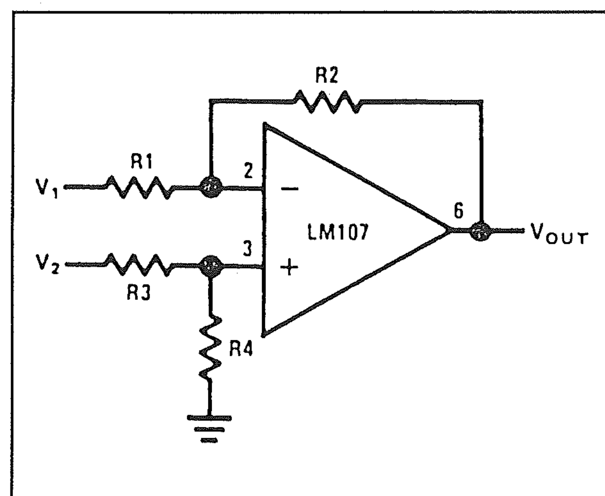
Een verschilversterker is een schakeling, die het spanningsverschil tussen twee spanningen berekent en, al dan niet versterkt, op de uitgang zet. Een dergelijke schakeling heeft dus per definitie twee verschillende ingangen waarop de twee van elkaar af te trekken spanningen worden aangelegd. Staat op de ene ingang een spanning van +5 V en op de tweede ingang een spanning van +3 V, dan zal op de uitgang een spanning van +2 V verschijnen.

Een verschilversterker werkt algebraïsch, dat wil zeggen dat de schakeling rekening houdt met de wiskundige tekenregels voor aftrekken.

Verschilversterkers werken in de meeste gevallen met gelijkspanningen en er doen zich dus geen problemen voor met frequentiecompensatie of met het optimaliseren van de doorlaatband. Problemen als offset spelen echter wél een grote rol, omdat aan de nauwkeurigheid van de schakeling zeer hoge eisen worden gesteld.

Basis-schakeling van een verschilversterker

De basis-schakeling van een verschilversterker is getekend in figuur 3/12.2-32.



Figuur 3/12.2-32: De principiële schakeling van een verschilversterker.

De twee ingangsspanningen gaan via weerstanden R1 en R3 naar de twee ingangen van de operationele versterker. De

12.2 Op-amp's als spanningsversterkers

niet-inverterende ingang gaat via een weerstand R4 naar de massa, de inverterende ingang is via een weerstand R2 teruggekoppeld naar de uitgang van de op-amp.
De schakeling berekent het spanningsverschil tussen de spanning op de niet-inverterende ingang en de spanning op de inverterende ingang.

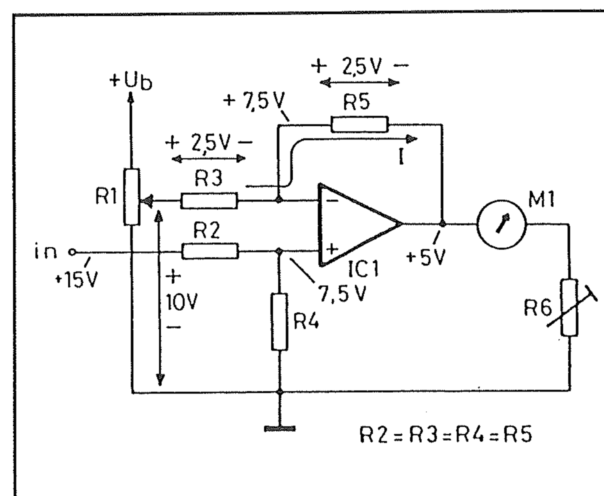
Hoe die berekening precies verloopt hangt af van de onderlinge verhouding van de vier weerstanden.
De algemene formule die het verband geeft tussen de uitgangsspanning en de ingangsspanningen is gegeven in het kader van figuur 3/12.2-33.

$$V_{OUT} = \left(\frac{R1 + R2}{R3 + R4}\right)\frac{R4}{R1}V_2 - \frac{R2}{R1}V_1$$

Figuur 3/12.2-33: De algemene formule voor de versterking van een verschilversterker.

Dat is een tamelijk ingewikkelde formule. Maar in de praktijk zal men in de meeste gevallen de weerstanden niet zomaar een willekeurige waarde geven.
Als men alle vier de weerstanden aan elkaar gelijk maakt herleidt de formule zich tot de zeer eenvoudige uitdrukking:
$U_{uit} = U_2 - U_1$
Kiest men R1 = R3 en R2 = R4, dan wordt de formule:
$U_{uit} = R2/R1 \times (U_2 - U_1)$
Met deze laatste configuratie kan men dus het spanningsverschil tussen beide ingangen versterkt aan de uitgang laten verschijnen.

De werking van de schakeling
De werking van de verschilversterker wordt toegelicht aan de hand van een voorbeeldje, voorgesteld in figuur 3/12.2-34.



Figuur 3/12.2-34: Aan de hand van dit praktische voorbeeld wordt de werking van de verschilversterker verklaard.

Aan de niet-inverterende ingang wordt een spanning van +15 V gelegd. De inverterende ingang wordt aangesloten op een spanning van +10 V. De vier bepalende weerstanden van de schakeling, R2 tot en met R5, zijn aan elkaar gelijk. Als de theorie klopt, dan zou op de uitgang een spanning van +5 V moeten verschijnen.

De spanning van +15 V staat over een spanningsdeler R2/R4. Omdat beide weerstanden even groot zijn zal op hun knooppunt een spanning staan van +7,5 V. Deze spanning staat dus ook op de niet-inverterende ingang van de operationele versterker. De operationele versterker streeft naar spanningsgelijkheid op beide ingangen en stelt zijn uitgangsspanning dusdanig is dat ook op de inverterende ingang een spanning van +7,5 V staat.

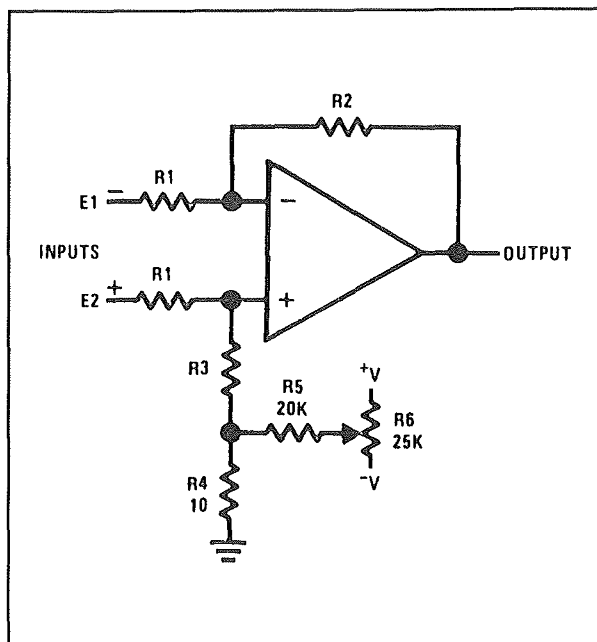
12.2 Op-amp's als spanningsversterkers

Over de weerstand R3 staat bijgevolg een spanning van 2,5 V met de getekende polariteit. Links staat immers +10 V, rechts +7,5 V. Als gevolg van deze spanningsval zal er door deze weerstand een stroom I gaan vloeien. Omdat de impedantie van de inverterende ingang zeer hoog is kan deze stroom alleen maar via de weerstand R5 afvloeien naar de uitgang van de op-amp. De weerstanden R3 en R5, even groot, worden doorlopen door een en dezelfde stroom. Het gevolg is dat ook de spanningsvallen over beide weerstanden identiek zijn. Over de weerstand R5 valt dus ook een spanning van 2,5 V met de getekende polariteit. Men kan nu de spanning op de uitgang van de operationele versterker berekenen. De linker aansluiting van weerstand R5 staat op een spanning van +7,5 V.
Over de weerstand zélf valt een spanning van 2,5 V. Beide spanningen staan in serie geschakeld, maar met tegengestelde polariteit, zodat de spanning op de rechter aansluiting van deze weerstand gelijk is aan +7,5 V - 2,5 V = +5 V.
Hetgeen bewezen moest worden!

De offsetcompensatie bij de verschilversterker

In figuur 3/12.2-35 is het standaard schema getekend voor de externe offsetcompensatie van een verschilversterker.

Ook nu wordt gecompenseerd door de weerstand die van de niet-inverterende ingang naar de massa gaat te splitsen in twee deelweerstanden R3 en R4. R4 is zeer klein en kan verwaarloosd worden bij het berekenen van de verschilspanning op de uitgang. Er wordt een kleine compensatiestroom door deze weerstand gestuurd, die wordt opgewekt door de loperspanning van de potentiometer R6 via deserieweerstand R5 naar het knooppunt van R3 en R4 te voeren.

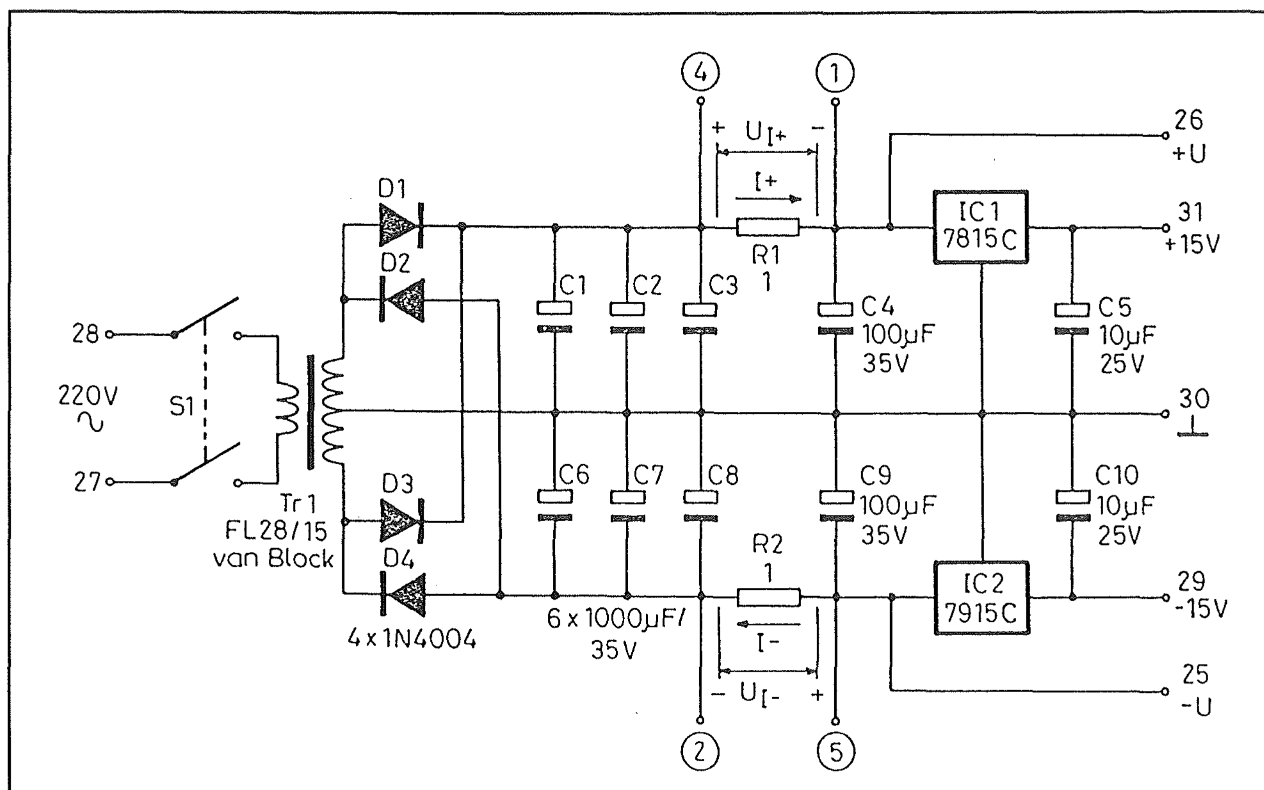


Figuur 3/12.2-35: De offsetcompensatie bij een verschilversterker.

Toepassingsvoorbeelden van de verschilversterker

Een verschilversterker wordt in de meet- en regeltechniek gebruikt voor het berekenen van het spanningsverschil tussen twee spanningen.
Enige voorbeelden van deze toepassing:
- het berekenen van de spanningsval over een weerstand die ergens in een verbinding zit;
- het compenseren van de offsetspanning van een temperatuursensor;
- het meten van de brugspanning van een brug van Wheatstone;
- het automatisch aanpassen van het meetbereik van een meter door het aftrekken van een einde-schaal spanning.

12.2 Op-amp's als spanningsversterkers



Figuur 3/12.2-36: Een standaard voeding waarbij kleine sensorweerstanden worden gebruikt voor het digitaal meten van de verbruikte stroom.

Een tweede belangrijke toepassing is het onderdrukken van common-mode signalen. Als dusdanig wordt een verschilversterker wel in de audio-techniek toegepast, bijvoorbeeld voor het afsluiten van een zwevende microfoon die niet rechtstreeks met de massa verbonden is.

In de volgende paragrafen worden enige van deze toepassingen toegelicht.

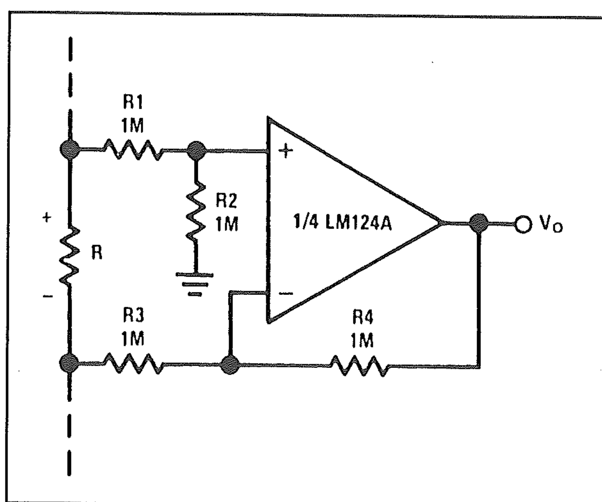
Het meten van een voedingsstroom

In figuur 3/12.2-36 is een standaard symmetrische voeding getekend. Voor bepaalde toepassingen kan het belangrijk zijn te weten hoeveel stroom de voeding verbruikt. Met zou natuurlijk een analoge ampèremeter in de uitgangsleidingen van de voeding kunnen schakelen. Maar tegenwoordig moet alles digitaal en dus moet de stroom op een digitale meter gemeten kunnen worden. Digitale meters meten echter spanningen en bijgevolg moet de verbruikte stroom op de een of andere manier omgezet worden in een spanning die evenredig is met de stroom.

In de twee voedingsleidingen worden kleine sensorweerstanden R1 en R2 opgenomen. De stromen die van de voedingen worden afgenomen vloeien door deze weerstanden en wekken er kleine spanningen over op. Als de weerstanden 1 Ω worden gekozen zal een afgenomen stroom van 1 A een spanning van 1 V genereren. De spanning over de weerstanden is dus recht evenredig met de afgenomen stroom. Maar ten opzichte van de massa staan er aan weerszijden van de weerstand natuurlijk volstrekt onbekende

en tamelijk willekeurige spanningen. Deze spanningen zijn dus niet zonder meer geschikt om gemeten te worden.

De oplossing is beide aansluitingen van de weerstand aan een verschilversterker te leggen, zoals getekend in figuur 3/12.2-37.



Figuur 3/12.2-37: De spanningsval over een sensorweerstand wordt omgezet in een verschilspanning.

Omdat alle vier de weerstanden van de verschilversterker even groot zijn, zal de schakeling het spanningsverschil berekenen tussen beide ingangen. Dat spanningsverschil is nu net de spanning die door de te meten stroom wordt opgewekt over de sensorweerstand. Het gevolg is dat als er 1 A wordt verbruikt op de uitgang van de verschilversterker een spanning van 1 V staat ten opzichte van de massa. Deze spanning kan aangeboden worden aan de ingang van een digitale voltmeter, de meter wijst de door de voeding afgegeven stroom aan.

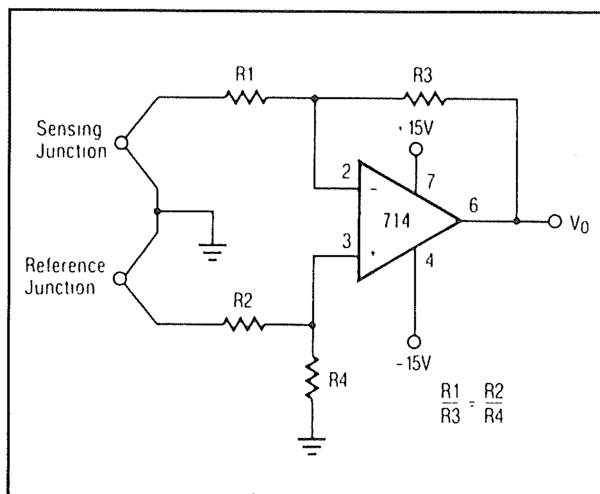
Bij dit schema moeten enige belangrijke kanttekeningen geplaatst worden. Zoals gezegd staan de sensorweerstanden in de lijnen geschakeld, die de afgevlakte voedingsspanningen aanbieden aan de stabilisatoren.
Bij voedingen met een hoge uitgangsspanning zou de spanning aan een van de aansluitingen van de sensorweerstanden ten opzichte van de massa wel eens 40 V kunnen bedragen. Dat betekent dat de verschilversterker wordt gestuurd met twee signalen die bijvoorbeeld +40 V en +40,8 V groot zijn. Deze spanningen worden weliswaar eerst door twee gedeeld alvorens zij op de ingangen van de op-amp terecht komen.
Maar er staan dan toch nog spanningen van rond de +20 V op de ingangen van de op-amp. Een normale op-amp, op een normale manier gevoed, kan dergelijke grote spanningen niet verwerken! Men moet dan eerst laag-ohmige spanningsdelers toepassen die de spanningen aan beide aansluitingen van de sensorweerstand reduceren tot bijvoorbeeld +10 V en +10,2 V.
Nadien gaan de knooppunten van deze weerstandsdelers naar de ingangen van de hoog-ohmig uitgevoerde verschilversterker.
Door de verschilversterker een spanningsversterking van 4 te geven wordt de invloed van de spanningsdelers op het meetresultaat weer gecompenseerd.

De verschilversterker en temperatuur sensoren

Temperaturen kunnen elektronisch op verschillende manieren gemeten worden, bijvoorbeeld met thermokoppels of met PTAT-sensoren. In beide gevallen staat er over de sensor een spanning die weliswaar recht evenredig is met de temperatuur, maar waar bovendien een grote offset op zit.

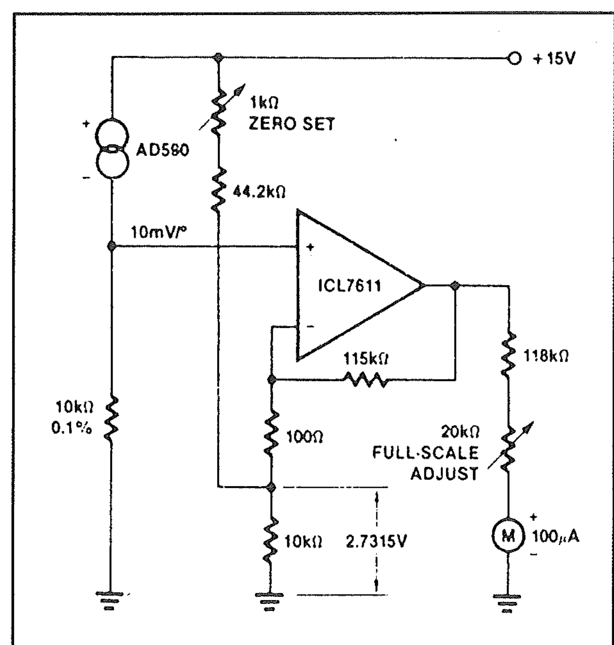
12.2 Op-amp's als spanningsversterkers

Bij thermokoppels zal men bijvoorbeeld steeds een referentie-koppel in serie moeten schakelen om deze offset te compenseren. Een verschilversterker is dan de aangewezen schakeling om deze offset ook elektronisch te verwerken.
Een praktisch bruikbaar schema is gegeven in figuur 3/12.2-38. Het knooppunt van beide sensoren gaat naar de massa. De eigenlijke temperatuur sensor, de Sensing Junction, gaat naar de inverterende ingang van de verschilversterker. Het referentiekoppel wordt aangesloten op de niet-inverterende ingang van de schakeling. De verschilversterker berekent het verschil tussen beide thermokoppelspanningen en levert op de uitgang een spanning die recht evenredig is met de temperatuur in °C.



Figuur 3/12.2-38: Een verschilversterker berekent het spanningsverschil tussen twee thermokoppels.

PTAT-sensoren leveren een uitgangsspanning af die recht evenredig is met de **absolute** temperatuur.
Een standaard sensor heeft een uitgangsspanning van 10 mV/°K. Dat betekent dat een dergelijke sensor bij 0 °C een spanning genereert van 2,73 V en bij 20 °C een spanning opwekt van 2,93 V.
Wil men een dergelijke sensor gebruiken om een in °C geijkte thermometer te maken, dan zal men deze offsetspanning van 2,73 V van de sensorspanning af moeten trekken. Want dan levert de schakeling immers bij 0 °C een spanning af van 0 V en bij 20 °C een spanning af van 0,2 V.



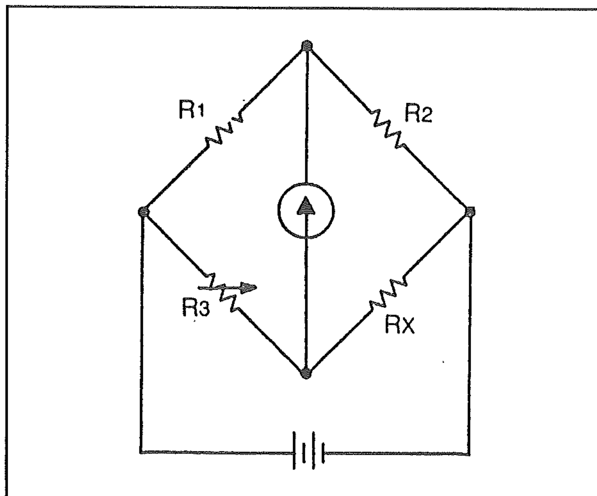
Figuur 3/12.2-39: Het compenseren van de PTAT-spanning bij 0 °C door middel van een (aangepaste) verschilversterker.

In figuur 3/12.2-39 is een geschikte schakeling getekend. De PTAT-sensor staat in serie met een weerstand tussen de massa en de voeding geschakeld. Over de serieweerstand wordt de spanning opgewekt die evenredig is met de absolute temperatuur.
Deze spanning gaat naar de niet-inverterende ingang van de operationele versterker.

12.2 Op-amp's als spanningsversterkers

De inverterende ingang is aangesloten op een referentiespanning van precies 2,7315 V. Dat is de spanning die ook op de niet-inverterende ingang staat bij 0 °C. Door de verschilversterker wordt deze spanning van de sensorspanning afgetrokken, zodat de schakeling bij 0 °C een uitgangsspanning van 0 V opwekt. De uitgangsspanning kan, zoals in het voorbeeld, analoog gemeten worden maar kan ook aan een digitale spanningsmeter aangeboden worden.

Verschilversterkers en brugschakelingen
Brugschakelingen zijn een belangrijk hulpmiddel voor het nauwkeurig meten van kleine weerstandsvariaties. Wheatstone was de eerste die een dergelijke schakeling bedacht heeft en vandaar dat dit soort schakelingen door het leven gaat onder de naam "Wheatstone-bruggen". Het principe van zo'n brugschakeling is getekend in figuur 3/12.2-40.



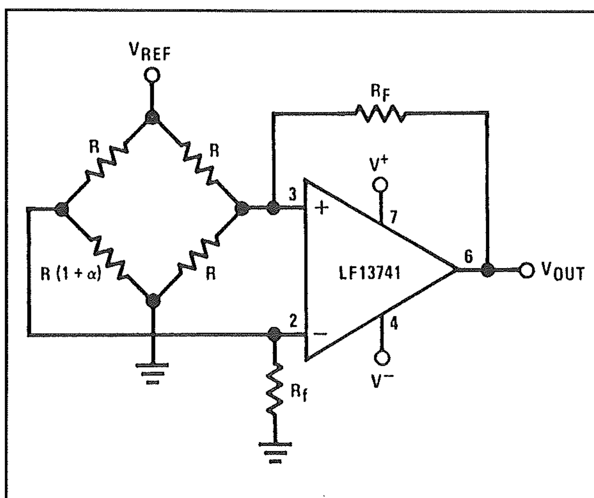
Figuur 3/12.2-40: Het principe van de brug van Wheatstone.

Vier weerstanden zijn in brug geschakeld. Eén diagonaal van de brug wordt gevoed met een gelijkspanning, over de andere diagonaal wordt een meetinstrument aangesloten. Als alle vier de weerstanden even groot zijn, dan is de brug in evenwicht en zal de meter geen spanning meten. De voedingsspanning wordt immers door de twee weerstandsdelers R1/R2 en R3/Rx door twee gedeeld en op beide knooppunten staat een spanning die precies gelijk is aan de helft van de voedingsspanning. Over het meetinstrument staat geen spanning.
Vervangt men een van de vaste weerstanden, bijvoorbeeld Rx, door een sensorweerstand die een of andere fysische grootheid (licht, temperatuur, druk, etc) omzet in een kleine weerstandsvariatie, dan zal de brug deze kleine weerstandsvariatie omzetten in een spanning over de meetdiagonaal van de brug. Door een tweede weerstand van de brug, in het getekende voorbeeld R3, uit te voeren als een potentiometer kan men de brug ijken voor een bepaald nulpunt. Stel dat de brug wordt gevoed met een spanning van 10 V. In evenwicht staat er op beide aansluitingen van de meter een spanning van precies 5 V. Als de brug uit evenwicht komt doordat de weerstand van de sensor Rx iets toe- of afneemt, dan zal er op de ene aansluiting van de meter een spanning van bijvoorbeeld 5,05 V ontstaan en op de andere aansluiting een spanning van 4,95 V. Dit kleine spanningsverschil moet versterkt worden, maar bovendien moet de instelspanning van 5 V er uit verwijderd worden. Uiteraard is een verschilversterker daarvoor de aangewezen schakeling!

In figuur 3/12.2-41 is het standaard schema gegeven. De twee ingangen van de verschilversterker worden met een diagonaal van de Wheatstone-brug verbonden.

12.2 Op-amp's als spanningsversterkers

Daarbij vervullen twee brugweerstanden de rol van serieweerstanden van de verschilversterker. De uitgangsspanning van de schakeling levert een naar de massa gerefereerde spanning af die recht evenredig is met het weerstandsverschil α dat door de sensorweerstand van de brug wordt opgewekt.



Figuur 3/12.2-41: Een verschilversterker in een Wheatstone schakeling.

De verschilversterker en common-mode signalen

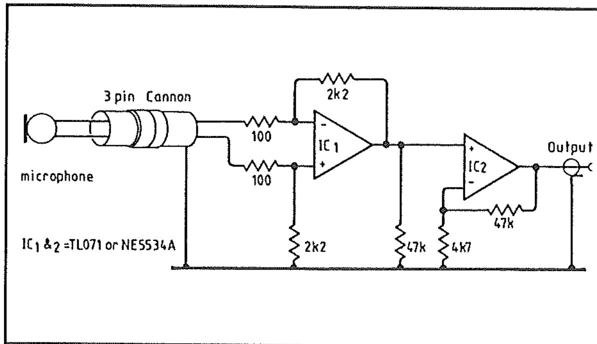
Signaalproducerende onderdelen kunnen vaak last hebben van stoorsignalen, zoals brom of ruis. Dat verschijnsel wordt des te belangrijker naarmate de onderdelen minder signaal opwekken en een hogere eigen impedantie hebben. Om de signalen van dergelijke onderdelen te transporteren moet men afgeschermde draden gebruiken. De afscherming, die aan de massa ligt, zal dan het grootste deel van de externe stoorsignalen opvangen en afvoeren naar de massa. Toch kan men in de praktijk niet altijd gebruik maken van afgeschermde draden. Bij iedere afscherming is het immers de bedoeling dat een van de aansluitingen van het onderdeel aan de afscherming en dus aan de massa ligt. En in de praktijk is dat niet altijd mogelijk.

Als voorbeeld wordt een gevoelige gebalanceerde microfoon genomen. Een dergelijk onderdeel produceert een zeer lage spanning over een hoge impedantie. Door de speciale gebalanceerde opbouw van het onderdeel is het onmogelijk een van de aansluitingen aan de massa te leggen. Op de twee hoog-impedante aansluitingen staan niet alleen signaalspanningen (ten opzichte van elkaar in tegenfase) maar ook stoorsignalen zoals brom van het wisselspanningsnet. Die brom is echter wel op beide aansluitingen in even grote mate aanwezig.

Een dergelijke situatie, waarbij twee signaalvoerende leidingen in even sterke mate verontreinigd zijn met een stoorsignaal, noemt men een common-mode situatie. Een verschilversterker is een ideale schakeling om dergelijke common-mode spanningen te scheiden van de eigenlijke signaalspanning. Dat volgt uit de basiseigenschap van een dergelijke schakeling. De versterker berekent **het verschil** tussen de spanningen op de twee ingangen. Als er aan beide ingangen identieke spanningen worden gelegd, dan zal de uitgang van de schakeling op 0 V blijven staan! Er is dan immers geen sprake van een verschilspanning op de ingangen.

Een praktische toepassing van deze common-mode onderdrukking is gegeven in figuur 3/12.2-42. De microfoon wordt via een twee-aderige afgeschermde kabel met de verschilversterker IC1 verbonden. Let op dat de afscherming van deze kabel wel aan de massa van de schakeling ligt, maar dat de twee microfoonaansluitingen zweven ten opzichte van de massa!

12.2 Op-amp's als spanningsversterkers



Figuur 3/12.2-42: Een verschilversterker onderdrukt de common-mode spanning op beide aansluitingen van een gebalanceerde microfoon.

De verschilversterker berekent het verschil tussen zijn beide ingangsspanningen. Iedere ingang voert twee signalen. Op de eerste plaats het microfoonsignaal, maar dat is op de tweede ader 180° in fase gedraaid, dus omgekeerd. Deze twee signaalspanningen introduceren dus een spanningsverschil tussen de beide ingangen van de versterker en de schakeling zal dit spanningsverschil op de uitgang zetten. Daarnaast staat er op de beide aders van de microfoon het common-mode signaal, dat echter op beide aders even groot en in fase is. Deze signalen introduceren geen spanningsverschil tussen de beide ingangen van de verschilversterker en men zal er op de uitgang van de schakeling dan ook niets van terug vinden. De uitgang levert een signaal af ten opzichte van de massa, dat alleen een verband heeft met het door de microfoon gegenereerde signaal. Dit kleine verschilsignaal wordt in een tweede trap, een operationele versterker als niet-inverterende versterker geschakeld, verder versterkt.

Een tweede toepassing van een verschilversterker als onderdrukker van common-mode signalen is een digitale universeelmeter. Een dergelijk apparaat heeft een hoge ingangsimpedantie en wordt meestal met twee niet afgeschermde even lange meetsnoeren met de te meten spanning verbonden. Die twee zeer hoog-impedante meetsnoeren pikken ook de nodige brom op. Zou men één aansluiting van de meter met de massa van de meet-elektronica verbinden, dan zou de bromspanning op de andere aansluiting verwerkt worden in de meting. Maar men voert in de praktijk beide meetsnoeren naar de ingangen van een verschilversterker. Deze zal deze voor beide meetsnoeren gemeenschappelijke bromspanning onderdrukken, zodat op de uitgang van de schakeling alleen de meetspanning is terug te vinden.

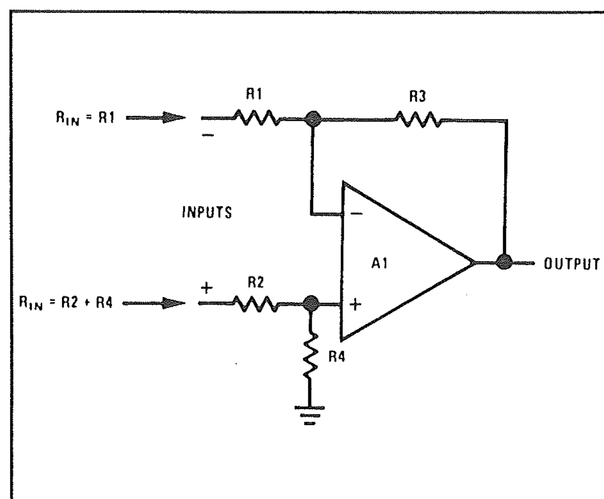
De instrumentatieversterker

Inleiding

Het zal wel duidelijk zijn geworden dat een verschilversterker een machtig mooie schakeling is, waarmee heel wat schakeltechnische problemen elegant opgelost kunnen worden. Toch heeft de basisschakeling een aantal gebreken.
Op de eerste plaats worden de ingangen via weerstanden verbonden met de ingangsspanningen. Deze beide weerstanden moeten een specifieke waarde hebben, wil de schakeling echt als verschilversterker werken.
Maar, net zoals bij de inverterende versterker (zie figuur 3/12.2-6) zal de uitgangsimpedantie van de bronschakeling grote invloed op de waarde van die weerstanden hebben. Was dat bij de inverterende versterker vervelend, bij de verschilversterker

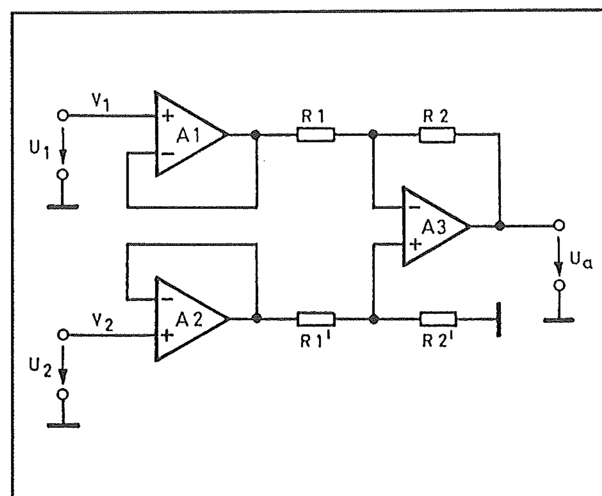
12.2 Op-amp's als spanningsversterkers

is dat verschijnsel dodelijk voor de werking! Zonder spanningsbuffers voor beide ingangen kan men in de meeste gevallen niets met de basis-schakeling beginnen.
Een tweede probleem is dat, als de weerstanden in de schakeling groot worden, er problemen ontstaan met faseverschuivingen en paracitaire capaciteiten. Daardoor zal de schakeling boven een bepaalde frequentie niet meer echt als verschilversterker gaan werken.
Een derde probleem is dat de ingangsimpedanties van beide ingangen niet aan elkaar gelijk zijn. Het signaal dat op de inverterende ingang wordt aangesloten ziet alleen weerstand R1 als ingangsimpedantie (zie figuur 3/12.2-43), het andere signaal ziet de som van R2 en R4 als ingangsimpedantie. Voor sommige schakelingen kan deze niet identieke impedantie problematisch zijn.

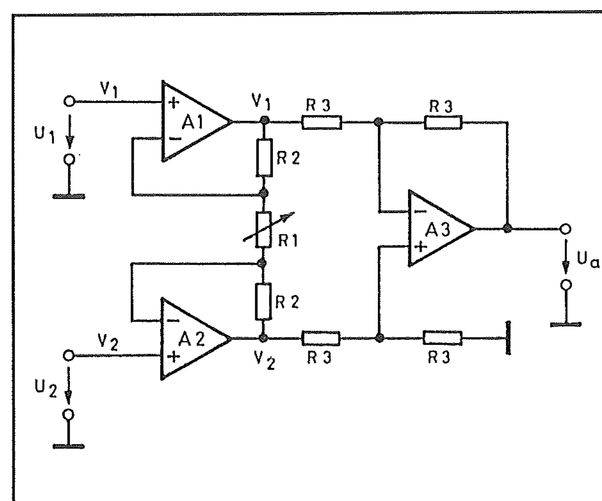


Figuur 3/12.2-43: De verschillende ingangsimpedanties van de twee ingangen van een verschilversterker.

Al deze problemen kunnen opgelost worden door de twee ingangen van de verschilversterker aan te sluiten op spanningsvolgers. Het volledige schema, getekend in figuur 3/12.2-44, bevat dan drie operationele versterkers, waarvan de twee voorsten als buffer zijn geschakeld en de derde als verschilversterker.



Figuur 3/12.2-44: Een verbeterde versie van een verschilversterker met drie op-amp's.



Figuur 3/12.2-45: Basisschema van een instrumentatie-versterker.

Men is er echter in geslaagd een schakeling te ontwerpen die ook gebruik maakt van drie operationele versterkers en die

precies hetzelfde werkt als een verschilversterker, maar veel betere specificaties heeft. Dat is de instrumentatie-versterker, die in dit subhoofdstuk in het kort zal worden toegelicht. In het kort, omdat deze schakeling in doe-het-zelf kringen nauwelijks gebruikt wordt.

Het basisschema van een instrumentatie-versterker

Het basisschema van een instrumentatie-versterker is getekend in figuur 3/12.2-45.

De twee linkse operationele versterkers lijken als spanningsvolgers te werken, maar dat is niet het geval! Tussen de twee inverterende ingangen is immers een weerstand R1 opgenomen en dit onderdeel speelt een belangrijke rol bij de werking. Deze weerstand staat in serie met twee andere, even grote weerstanden R2 die naar de uitgangen van de operationele versterkers gaan. De twee uitgangen van de linker op-amp's zijn verbonden met een derde op-amp die als klassieke verschilversterker is geschakeld. De vier weerstanden R3 van deze schakeling zijn identiek.

De werking van de instrumentatie-versterker

De werking van een instrumentatie-versterker is zonder gebruik van wiskunde tamelijk moeilijk te doorgronden. Fysisch kan in feite alleen een benaderende verklaring van de werking worden gegeven.
De twee linkse operationele versterkers zullen er naar streven het spanningsverschil tussen beide ingangen nul te maken. Vandaar dat de twee ingangssignalen U1 en U2, die worden aangeboden aan de niet-inverterende ingangen, ook worden terug gevonden op de inverterende ingangen. Deze spanningen staan echter over de weerstand R1. Het gevolg is dat over deze weerstand een spanning staat die recht evenredig is met het verschil tussen beide ingangsspanningen. Hoe groter dit verschil, hoe groter de spanning over deze weerstand. Deze spanning kan alleen maar over deze weerstand blijven bestaan als er door de weerstand een stroom vloeit die volgens de wet van Ohm deze spanning over de weerstand opwekt. Deze stroom moet ergens vandaan komen en het zal duidelijk zijn dat deze alleen vanuit de twee uitgangen van de linker op-amp's via de weerstanden R2 naar weerstand R1 kan vloeien. Hoe groter de verschilspanning op de ingangen, hoe groter deze stroom zal zijn. Maar deze stroom kan alleen maar vloeien als op de uitgangen van de linker op-amp's spanningen staan die recht evenredig zijn met het spanningsverschil tussen beide ingangen.

Het zal duidelijk zijn dat het heel eenvoudig is deze schakeling te laten versterken. Het volstaat immers de weerstand R1 te verlagen om een grotere stroom door de weerstand tot gevolg te hebben en dus ook grotere uitgangsspanningen. Dat is het grote voordeel van de instrumentatie-versterker! Door middel van één potentiometer kan men de versterking van de schakeling over een groot bereik instellen. Tweede groot voordeel is dat nu alleen de weerstanden R2 zo nauwkeurig mogelijk aan elkaar moeten zijn.

De ingangstrap rond A1 en A2 versterkt dus wel spanningsverschillen tussen beide ingangen, maar zal common-mode signalen onverzwakt doorkoppelen. Als bijvoorbeeld beide ingangen op een spanning van +5 V staan, dan staan ook beide aansluitingen van de weerstand R1 op

deze spanning. Er vloeit geen stroom door dit onderdeel, met als gevolg dat ook de uitgangen van A1 en A2 op +5 V staan.

De linker trap van de instrumentatie-versterker zal dus common-mode signalen onversterkt doorkoppelen naar zijn uitgangen, maar verschilsignalen met een door de waarde van R1 bepaalde versterkingsfactor versterken. Om nu deze onversterkte common-mode signalen uit het signaal te filteren wordt de rechter, traditioneel opgebouwde verschilversterker gebruikt. Het volstaat nu echter dat deze schakeling wordt ingesteld op een versterking van 1. De common-mode spanning wordt op de bekende manier uit het signaal gefilterd, de reeds versterkte verschilspanning wordt omgezet in een even grote spanning ten opzichte van de massa.

Voordelen van de instrumentatie-versterker

Ten opzichte van de verschilversterker heeft de instrumentatie-versterker de volgende voordelen:

- de werking van de traditionele verschilversterker, namelijk common-mode signalen uitfilteren en verschilsignalen versterken, wordt nu opgesplitst in twee trappen die ieder maximaal voor hun taak berekend kunnen worden;
- het linker gedeelte van de schakeling dat het verschilsignaal versterkt, heeft maar twee weerstanden nodig die precies even groot moeten zijn;
- het rechter gedeelte van de schakeling dat de common-mode signalen moet uitfilteren kan volstaan met een versterkingsfactor van 1 en wordt aangestuurd uit twee zeer laag-ohmige op-amp uitgangen;
- vandaar kan men vier identieke laagohmige weerstanden in het rechter gedeelte kan toepassen, die veel gemakkelijker met de noodzakelijke kleine tolerantie te verkrijgen zijn dan grote weerstanden;
- de versterking van de verschilspanning is heel eenvoudig in te stellen door middel van één potentiometer;
- de onderdrukking van common-mode signalen is volledig onafhankelijk van de versterking van de schakeling, dit proces gebeurt immers in de tweede trap.

Besluitend kan men stellen dat een instrumentatie-versterker een ideale schakeling is voor het versterken van zeer kleine verschilsignalen, die in een omgeving worden opgewekt waar de signalen gestoord worden door zeer grote common-mode signalen. Een omgeving die men in de industrie vaak aantreft! Het zal dan ook geen verbazing wekken dat de instrumentatie-versterker op grote schaal in industriële omgevingen wordt toegepast voor het versterken van allerlei zeer kleine signalen die door sensoren worden geleverd.

12.2 Op-amp's als spanningsversterkers

3/12.3

Op-amp's als comparatoren en discriminatoren

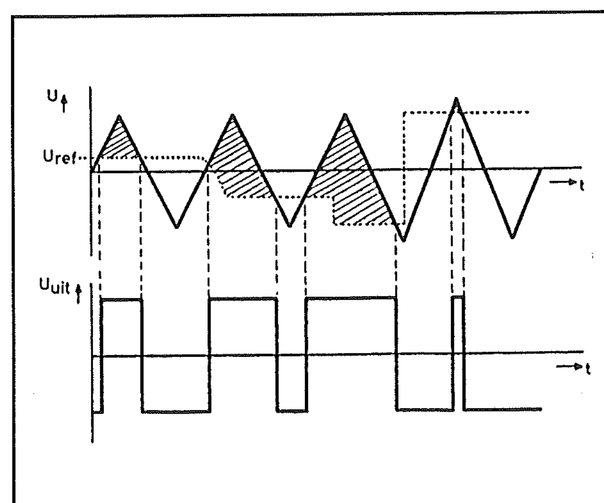
Inleiding

Definities
Comparatoren en discriminatoren zijn schakelingen die een analoge ingangsspanning vergelijken met een of twee vaste referentiespanningen. Deze referentiespanningen worden de drempels van de schakeling genoemd.
De uitgang van de comparator of de discriminator zal reageren als de ingangsspanning boven of onder de drempels komt.
Die reactie op de uitgang is een digitale actie. De uitgang van een comparator of discriminator kent maar twee toestanden, namelijk "L" of "H".
In de meeste gevallen komt "L" overeen met de massa of de negatieve voedingsspanning van de schakeling. "H" stelt de positieve voedingsspanning van de schakeling voor.

Een comparator of discriminator is dus de meest eenvoudige uitvoering van een analoog naar digitaal omzetter. De ingangsspanning wordt vergeleken met een of twee drempels en de uitgang reageert op de vergelijking van de momentele waarde van de ingangsspanning met de waarde van de drempels door zijn uitgang om te schakelen van "L" naar "H" of van "H" naar "L".

De comparator
Een comparator werkt met slechts één drempel.
De uitgang reageert als de analoge ingangsspanning groter of kleiner wordt dan deze drempel.

In figuur 3/12.3-1 is de werking van een comparator grafisch weergegeven. Een driehoekvormige ingangsspanning U wordt vergeleken met verschillende waarden van de drempelspanning U_{ref}. In de onderste grafiek is de uitgangsspanning van de comparator getekend. Deze is "L" als de ingangsspanning kleiner is dan de drempel en wordt "H" als de ingangsspanning groter wordt dan de drempel.

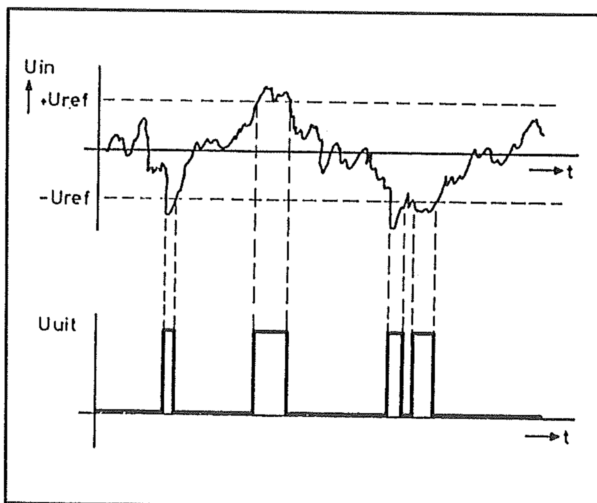


Figuur 3/12.3-1: De werking van een comparator grafisch toegelicht.

De discriminator

Een discriminator is in feite niets anders dan een dubbele comparator. De analoge waarde van de ingangsspanning wordt in twee comparatoren vergeleken met twee drempels. Als de ingangsspanning tussen de drempels ligt, dan zal de gemeenschappelijke uitgang van beide comparatoren reageren door van "L" naar "H" te schakelen of vice versa. Ligt de ingangsspanning buiten de drempels dan zal de uitgang weer reageren, maar nu uiteraard omgekeerd.

In figuur 3/12.3-2 wordt de werking van een discriminator grafisch toegelicht. De twee drempels zijn hier voorgesteld door de referentiespanningen $-U_{ref}$ en $+U_{ref}$.



Figuur 3/12.3-2: De werking van een discriminator grafisch toegelicht.

In het getekende voorbeeld gaat de uitgang naar "H" als de ingangsspanning buiten het door de twee drempels bepaalde bereik valt. Men spreekt dan van een discriminator met een negatief venster. Uiteraard is ook een schakeling denkbaar waar het tegenovergestelde gebeurt. Als de uitgang "H" wordt als de ingangsspanning binnen het bereik der drempels ligt, spreekt men van een discriminator met positief venster.

Met een discriminator kan men bepalen of een analoog signaal binnen of buiten een bepaald spanningsgebied ligt.

De comparator met hysteresisch

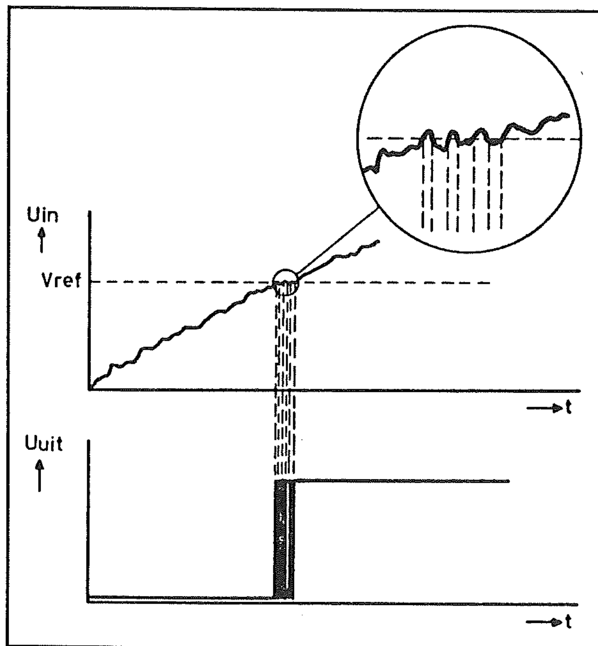
Bij een normale comparator is het omklappunt van de schakeling zeer streng bepaald. Het volstaat dat de ingangsspanning enige mV onder of boven de drempelspanning varieert om de schakeling te laten omklappen op de uitgang. Bij sommige toepassingen is deze scherpe reactie erg nuttig. Er zijn echter ook toepassingen denkbaar waar dit scherp omklappunt zeer vervelend is.
Denk bijvoorbeeld aan een toepassing waarbij de ingangsspanning verontreinigd is met brom of ruis. Dat wil zeggen dat de gemiddelde waarde van de ingangsspanning wel constant is of traag verloopt, maar dat de spanning rond deze gemiddelde waarde snel varieert. Als de gemiddelde waarde gelijk wordt aan de drempel van de schakeling zal de comparator omklappen. Omdat de reële waarde van de ingangsspanning voortdurend rond de gemiddelde waarde schommelt zal de comparator echter ook voortdurend omklappen. Op de uitgang ontstaat dus een rechthoekspanning met een hoge frequentie.

Dit verschijnsel wordt grafisch toegelicht in figuur 3/12.3-3.

Als dit verschijnsel niet gewenst is, dan kan men dit onderdrukken door de comparator te voorzien van een zogenaamde "hysteresisch". Er worden dan twee waarden van de drempelspanning gedefinieerd,

12.3 Op-amp's als comparatoren en discriminatoren

die een bepaalde afstand van elkaar liggen. Als de ingangsspanning stijgt zal de schakeling omklappen als dit signaal groter wordt dan de bovenste waarde van de drempel.
De schakeling reageert onmiddellijk door de drempel te verlagen naar de onderste waarde. Kleine schommelingen op de ingangsspanning hebben dan geen gevolgen meer op de uitgang, omdat deze schommelingen de onderste waarde van de drempel nooit bereiken.



Figuur 3/12.3-3: De noodzaak van een hysteresisch blijkt duidelijk uit deze figuur.

Als de gemiddelde waarde van de ingangsspanning gaat dalen zal de schakeling omklappen als de spanning voor de eerste keer kleiner wordt dan de onderste waarde van de drempel. De schakeling reageert dan weer met het verhogen van de drempel tot de bovenste waarde. Ook nu zullen kleine schommelingen op de ingangsspanning rond de gemiddelde waarde dus geen gevolgen hebben op de uitgang.

Het spanningsverschil tussen de bovenste en de onderste drempel noemt men de hysteresisch van de comparator. De waarde van deze hysteresisch is instelbaar en aan te passen aan de specifieke toepassing.

Een comparator met hysteresisch is geen discriminator! Hoewel er in de praktijk ook sprake is van twee drempelwaarden is er toch een zeer fundamenteel verschil tussen deze actie en de twee drempels waarmee een discriminator werkt. Deze twee drempels zijn namelijk volledig onafhankelijk van elkaar en blijven constant. Bij een hysteresisch-comparator is er maar één drempel, waarvan de waarde wordt aangepast door de schakeling zélf.

In principe is het ook mogelijk de drempels van een discriminator ieder te voorzien van een hysteresisch, zodat de discriminator-schakeling vier waarden van de drempels krijgt. Maar ook nu stelt de ontwerper maar twee drempels vast en bepaalt voor iedere drempel een bepaalde hysteresisch.

Toepassingen van comparatoren en discriminatoren

Beide schakelingen worden in de praktijk veelvuldig gebruikt in de regeltechniek. Een eenvoudig voorbeeld is de elektronische regeling van de kamertemperatuur. Door middel van een temperatuursensor wordt de kamertemperatuur omgezet in een analoge spanning. Deze spanning wordt in een comparator vergeleken met een drempelspanning, die staat voor de gewenste kamertemperatuur. Levert de temperatuursensor bijvoorbeeld een

spanning van 100 mV per °C, dan moet men de drempel voor een kamertemperatuur van 20 °C instellen op 2 V. Als de kamertemperatuur 19 °C is dan is de ingangsspanning gelijk aan 1,9 V.
Op het moment dat de kamertemperatuur gelijk wordt aan 20 °C zal de ingangsspanning gelijk worden aan 2 V en dus gelijk worden aan de drempel van de comparator. De uitgang van de comparator schakelt om van het ene digitale niveau naar het andere. Deze actie kan gebruikt worden voor het uitschakelen van de ketel van de centrale verwarming.
Daalt de kamertemperatuur onder de 20 °C, dan gaat de ingangsspanning lager worden dan 2 V. De comparator klapt nu weer om en de ketel wordt ingeschakeld.

Op dezelfde manier kan men een comparator voor talloze identieke regelprocessen inzetten. Maar natuurlijk zijn er nog andere toepassingen te bedenken. Zo zal de triggerschakeling van een oscilloscoop ook met een comparator werken. Zolang de te meten spanning kleiner is dan de drempel van de comparator wordt de zaagtandgenerator van de afbuiging niet gestart. Op het moment dat de ingangsspanning groter wordt dan de drempel levert de comparator een uitgangspuls af die de zaagtandgenerator start. Er wordt één beeld op het scherm geschreven. Omdat dit proces iedere keer als de ingangsspanning door de drempel gaat wordt herhaald zal er een stilstaand beeld op het scherm van de scoop worden geschreven.

Discriminatoren worden, zoals reeds gezegd, toegepast als men wil weten of de momentele waarde van een signaal binnen of buiten een spanningsgebied valt. Een typisch toepassingsvoorbeeld van een discriminator is bijvoorbeeld een schakeling, die de spanning over een loodaccu controleert. Over een geladen accu moet een spanning van minimaal 11,0 V en maximaal 14,8 V staan. Is de accuspanning kleiner of groter dan deze grenzen, dan wordt de accu ofwel te veel ontladen ofwel te veel geladen. Met een discriminator-schakeling kan men dat zeer gemakkelijk controleren. Het volstaat de twee drempels van de schakeling in te stellen op 11,0 en 14,8 V en de accuspanning als ingangsspanning aan de schakeling aan te leggen. De discriminator zal, naar keuze, ofwel een "L" ofwel een "H" op zijn uitgang genereren als de accuspanning het toegelaten gebied verlaat.

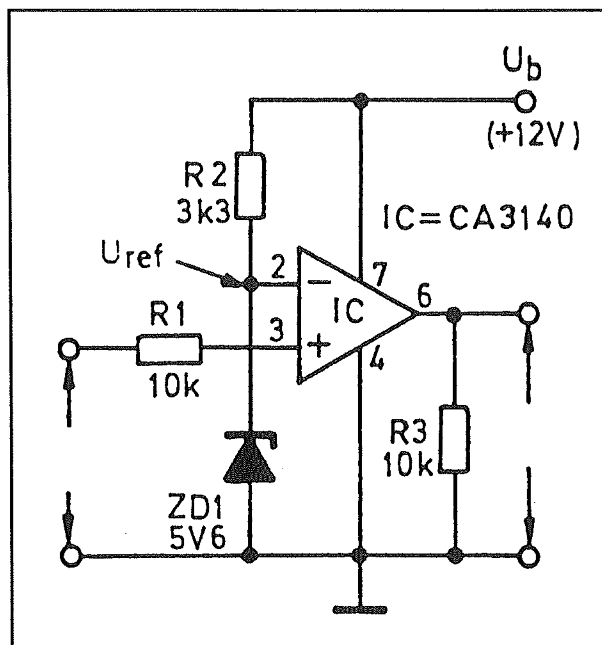
Comparatoren

De comparator met positieve uitgangsreactie

Het basisschema van een comparator met positieve uitgangsreactie is getekend in figuur 3/12.3-4.

De comparator bestaat uit een operationele versterker zonder terugkoppeling. Uit de algemene theorie van de werking van operationele versterkers kan men dus afleiden dat de uitgangsspanning gelijk zal zijn aan het spanningsverschil tussen beide ingangen vermenigvuldigd met de open lus versterkingsfactor van de op-amp. Deze laatste waarde is erg groot, ligt meestal boven de 100.000. Het zal dus duidelijk zijn dat zelfs een spanningsverschil tussen de beide ingangen van enige mV leidt tot het vastlopen van de uitgang tegen de positieve of de negatieve voedingsspanning. Dit kleine spanningsverschil wordt immers minstens 100.000 maal versterkt!

12.3 Op-amp's als comparatoren en discriminatoren

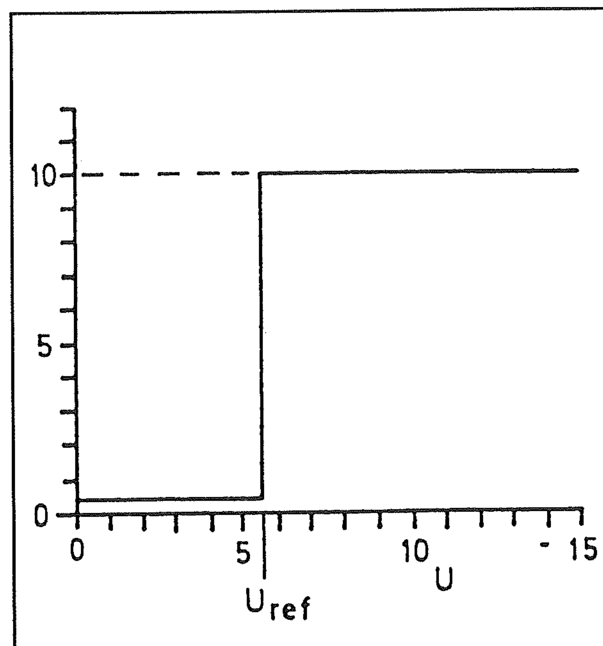


Figuur 3/12.3-4: Het basisschema van een comparator met positieve uitgangsactie.

De inverterende ingang van de operationele versterker wordt aangesloten op de drempelspanning. In dit voorbeeld wordt deze gegenereerd door een zenerdiode ZD1. De drempel U_{ref} is in dit geval gelijk aan de zenerspanning, dus 5,6 V.
De ingangsspanning wordt verbonden met de niet-inverterende ingang. De voorschakelweerstand R1 beschermt de operationele versterker tegen een te grote ingangsspanning.
De transferkarakteristiek van de schakeling is getekend in figuur 3/12.3-5.

Zolang de ingangsspanning kleiner is dan de zenerspanning zal de spanning op de inverterende ingang groter zijn dan de spanning op de niet-inverterende ingang. De uitgang van de operationele versterker loopt dan vast tegen de negatieve voeding, in dit geval de massa. Op het moment dat de ingangsspanning gelijk wordt aan de zenerspanning wordt de spanning op de inverterende ingang kleiner dan de spanning op de niet-inverterende ingang. Het gevolg is dat de uitgang van de operationele versterker vast loopt tegen de positieve voedingsspanning, dus "H" wordt.

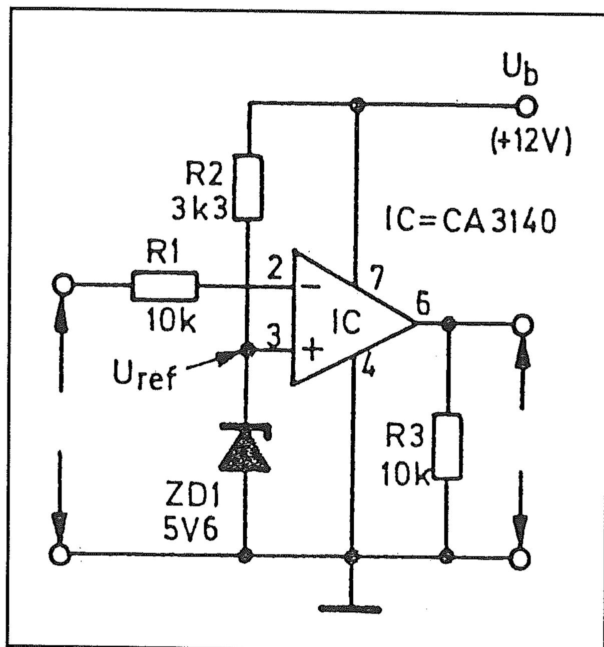
De comparator met negatieve uitgangsreactie
Het basisschema van deze schakeling is getekend in figuur 3/12.3-6.



Figuur 3/12.3-5: De transferkarakteristiek van de schakeling van figuur 3/12.3-4.

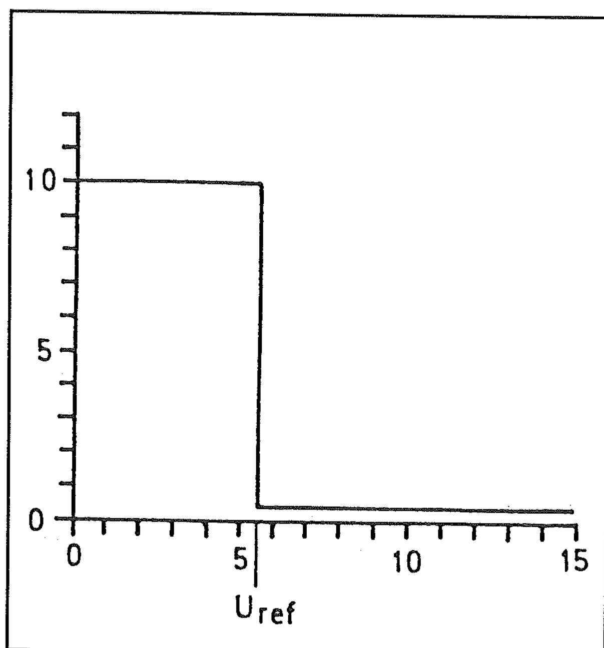
Het enige verschil met de vorige schakeling is dat de signalen op de twee ingangen van de operationele versterker omgewisseld worden. De referentiespanning van de zenerdiode, die de drempel van de comparator bepaalt, gaat nu naar de niet-inverterende ingang. De analoge ingangsspanning wordt met de inverterende ingang verbonden.

12.3 Op-amp's als comparatoren en discriminatoren



Figuur 3/12.3-6: Basisschema van de comparator met negatieve uitgangsreactie.

Het gevolg is dat de transferkarakteristiek geïnverteerd is, zie figuur 3/12.3-7.

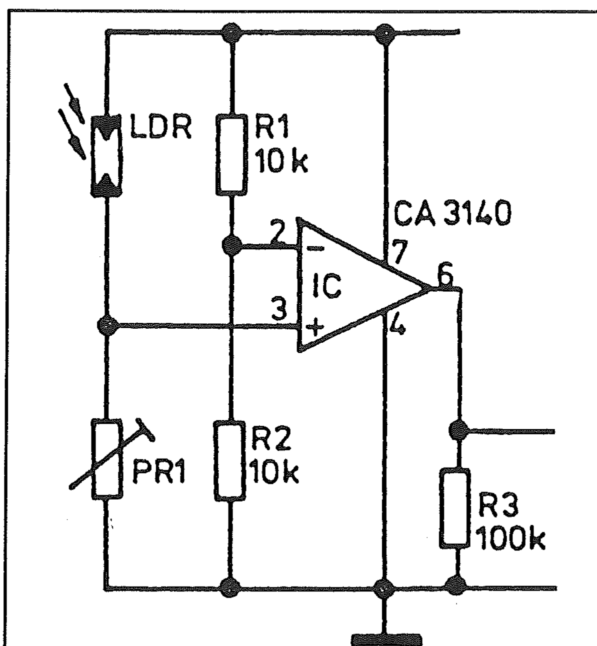


Figuur 3/12.3-7: De transfer-karakteristiek van de comparator met negatieve uitgangsreactie.

Als de ingangsspanning boven de drempelspanning stijgt, zal de uitgang van de comparator reageren met een negatieve sprong, dus van "H" naar "L" gaan.

Toepassingsvoorbeelden van comparatoren

In figuur 3/12.3-8 is een eenvoudige toepassing van een comparator getekend.



Figuur 3/12.3-8: Een comparator toegepast voor het detecteren van de grootte van de omgevingsbelichting.

De schakeling wordt gebruikt voor het detecteren van de hoeveelheid licht die op een lichtgevoelige weerstand, een LDR, invalt.

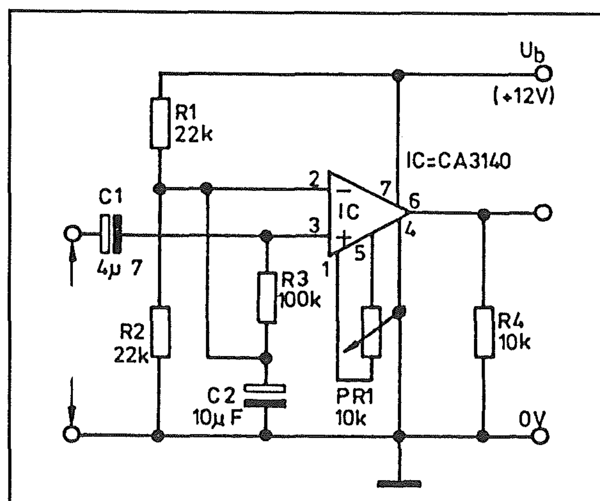
De inverterende ingang van de operationele versterker is aangesloten op een weerstandsdeler R1/R2.

Deze legt de waarde van de drempelspanning vast op de helft van de voedingsspanning. Beide weerstanden zijn immers even groot.

12.3 Op-amp's als comparatoren en discriminatoren

De LDR is ook opgenomen in een weerstandsdeler. De weerstand van de LDR vormt een weerstandsdeler met de instelpotentiometer PR1. Het knooppunt gaat naar de niet-inverterende ingang van de operationele versterker. Hoe meer licht er op de LDR invalt, hoe lager zijn weerstand zal zijn. Het gevolg is dat de spanning op de niet-inverterende ingang van de op-amp stijgt met de hoeveelheid omgevingslicht. Bij maximale belichting van de LDR zal de uitgangsspanning van de comparator "H" zijn. Als de omgevingsbelichting daalt totdat de spanning op het knooppunt van LDR en PR1 daalt tot onder de drempelspanning zal de uitgang van de comparator omklappen en "L" worden.

In figuur 3/12.3-9 wordt een comparator gebruikt om een sinusspanning om te zetten in een blokgolf.



Figuur 3/12.3-9: Sinus naar blok omvormer met een comparator.

De inverterende ingang van de operationele versterker wordt door middel van de spanningsdeler R1/R2 ingesteld op de helft van de voedingsspanning. Deze spanning wordt ontkoppeld met behulp van de elco C2 en rechtstreeks aangeboden aan de inverterende ingang van de op-amp. De sinusoidale ingangsspanning wordt via de scheidingscondensator C1 aan de niet-inverterende ingang van de operationele versterker gelegd. Deze ingang gaat echter via weerstand R3 naar de drempelspanning op het knooppunt van R1 en R2.
Het gevolg is dat de sinus wordt gesuperponeerd op de drempelspanning. Op het moment dat de sinus door nul gaat zal de spanning op de niet-inverterende ingang van de operationele versterker gelijk zijn aan de drempelspanning. Op dat moment schakelt de comparator om.

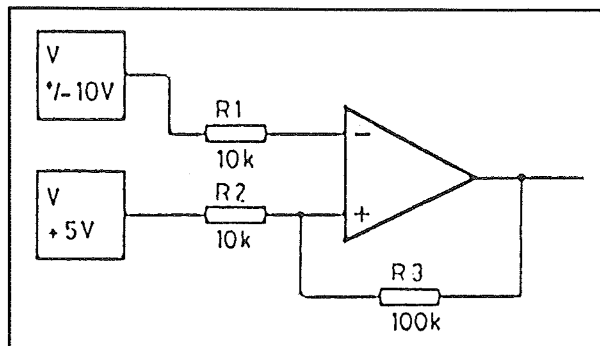
Op de uitgang ontstaat dus een blokgolf die omschakelt van "L" naar "H" en van "H" naar "L" bij de nuldoorgang van de sinus.

Met de potentiometer PR1 kan men de offset van de operationele versterker compenseren.
Met deze potentiometer is het dus mogelijk het omschakelmoment van de schakeling tot op de mV te laten samenvallen met de nuldoorgang van de sinus op de ingang.

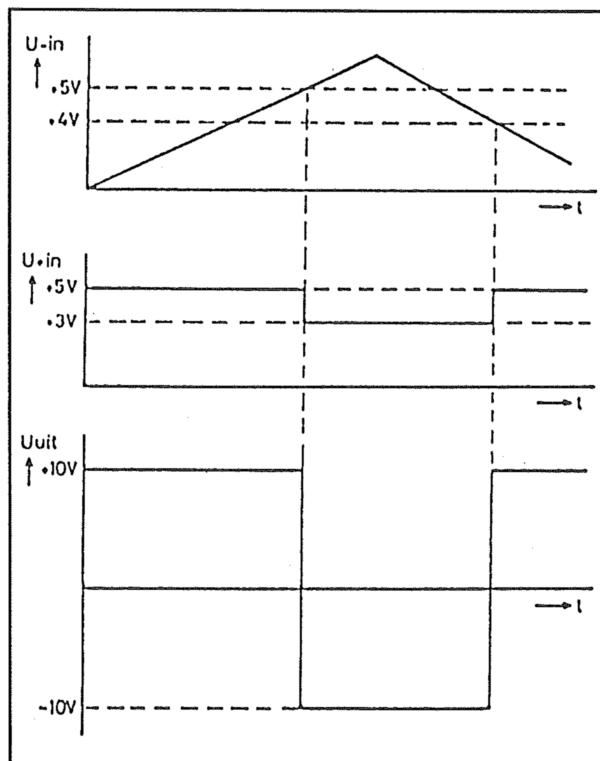
De comparator met hysteresisch
Het principeschema van een comparator met hysteresisch is getekend in figuur 3/12.3-10. De werking van de schakeling wordt toegelicht aan de hand van de grafieken van figuur 3/12.3-11.

De niet-inverterende ingang van de operationele versterker wordt via weerstand R2 verbonden met de drempelspanning, in dit voorbeeld +5 V.
De inverterende ingang gaat via weerstand R1 naar de ingangsspanning. Tus-

sen de uitgang van de operationele versterker en de niet-inverterende ingang is een weerstand R3 opgenomen. Deze weerstand is vele malen groter dan de weerstand R2.



Figuur 3/12.3-10: Principeschema van een comparator met hysteresisch.



Figuur 3/12.3-11: Grafieken bij het schema van figuur 3/12.3-10.

Als de ingangsspanning kleiner is dan de drempel van +5 V zal de uitgang van de schakeling "H" zijn. In dit voorbeeld wordt dit niveau gelijk gesteld aan +10 V. De niet-inverterende ingang staat op ongeveer +5 V.

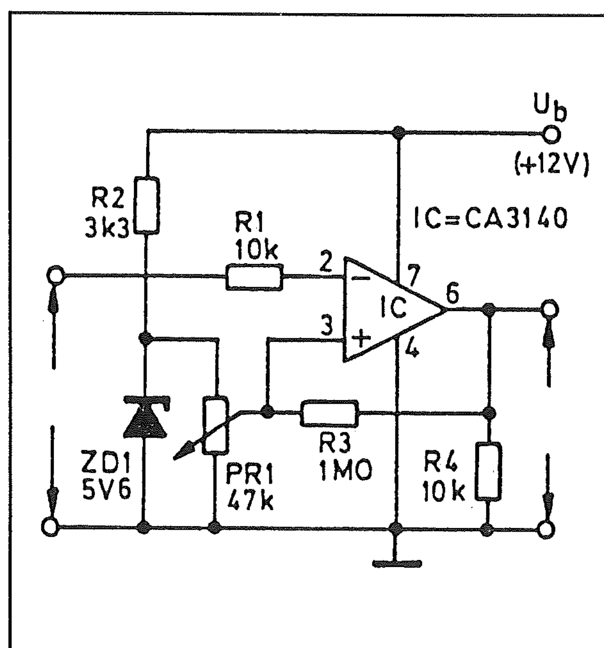
Als de ingangsspanning groter wordt dan +5 V zal de comparator omklappen. De uitgang gaat dan naar "L", in dit voorbeeld -10 V.
Deze spanning wordt via weerstand R3 teruggekoppeld naar de niet-inverterende ingang. Het gevolg is dat de spanning op deze ingang gaat dalen naar ongeveer +3 V. Dat is de onderste waarde van de drempel.
Het zal duidelijk zijn dat de schakeling nu in een stabiele stand is gezet. Kleine schommelingen op de ingangsspanning hebben geen invloed, omdat de drempelspanning met 2 V verlaagd is.

Als de ingangsspanning gaat dalen zal de schakeling maar eerst omklappen als deze spanning gelijk wordt aan de onderste waarde van de drempel, dus +3 V. Op dat moment wordt de uitgang van de schakeling weer "H", dus +10 V en gaat de drempelspanning naar de bovenste waarde van +5 V. Ook nu is er weer een stabiele situatie gecreëerd omdat kleine schommelingen op de drempel nooit tot gevolg kunnen hebben dat de schakeling weer omklapt.

In dit voorbeeld heeft de comparator een hysteresisch van 2 V.
Uiteraard kan men deze waarde variëren door de verhouding tussen de weerstanden R2 en R3 aan te passen.
Hoe groter de verhouding tussen deze weerstanden, hoe kleiner de waarde van de hysteresisch zal zijn.

12.3 Op-amp's als comparatoren en discriminatoren

Belangrijk is dat het hysteresisch-effect alleen werkt als wordt teruggekoppeld van de uitgang naar de niet-inverterende ingang.
Dat is een rechtstreeks gevolg van het feit dat de terugkoppeling geen tegenkoppeling is, maar een meekoppeling. Dat kan alleen als met terugkoppelt naar de niet-inverterende ingang.



Figuur 3/12.3-12: Een voorbeeldschakeling van een comparator met hysteresisch.

Toepassingen van comparatoren met hysteresisch

In figuur 3/12.3-12 is een eenvoudige toepassing gegeven van een comparator met hysteresisch.

Nu wordt de drempelspanning aangelegd aan de niet-inverterende ingang van de operationele versterker.

De weerstand R3 vormt de terugkoppeling die verantwoordelijk is voor het ontstaan van de hysteresisch. De ingangsspanning wordt via weerstand R1 aangeboden aan de inverterende ingang van de comparator.

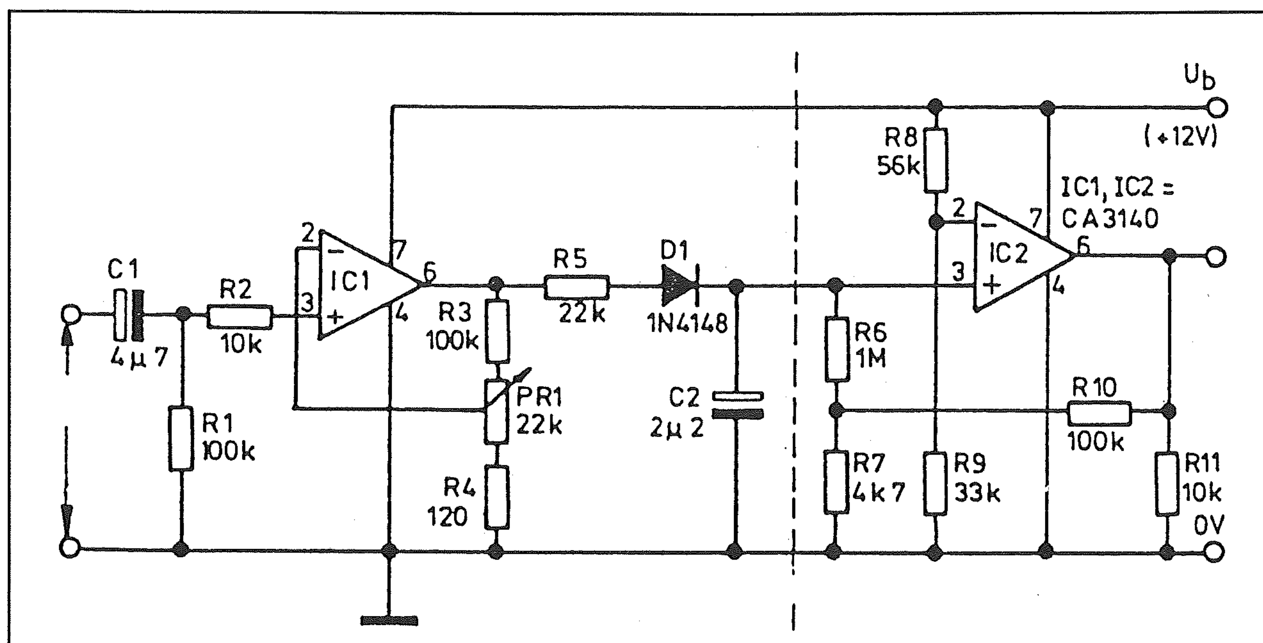
In figuur 3/12.3-13 wordt een schakeling gegeven waarmee men een overspanningsdetector voor wisselspanning kan maken. De eerste operationele versterker IC1 werkt als versterker. Nadien volgt een klassieke gelijkrichting van het versterkte signaal met de diode D1 en de afvlakelco C2. De spanning over de elco is recht evenredig met de topwaarde van de ingangsspanning.
Deze gelijkgerichte spanning wordt in de als comparator geschakelde operationele versterker IC2 vergeleken met een drempel, waarvan de waarde wordt bepaald door de verhouding tussen de weerstanden R8 en R9. Let ook nu op de terugkoppeling van de uitgang naar de niet-inverterende ingang middels de weerstand R10.
De waarde van de hysteresisch is hier niet alleen afhankelijk van de waarde van de weerstand R10, maar ook van de verhouding tussen de weerstanden R6 en R7. Men zou deze twee weerstanden bijvoorbeeld door een potentiometer kunnen vervangen!

Discriminatoren

De discriminator met positief venster

Het basisschema van een discriminator met positief venster is getekend in figuur 3/12.3-14. De werking van de schakeling wordt toegelicht aan de hand van de transferkarakteristiek van figuur 3/12.3-15.

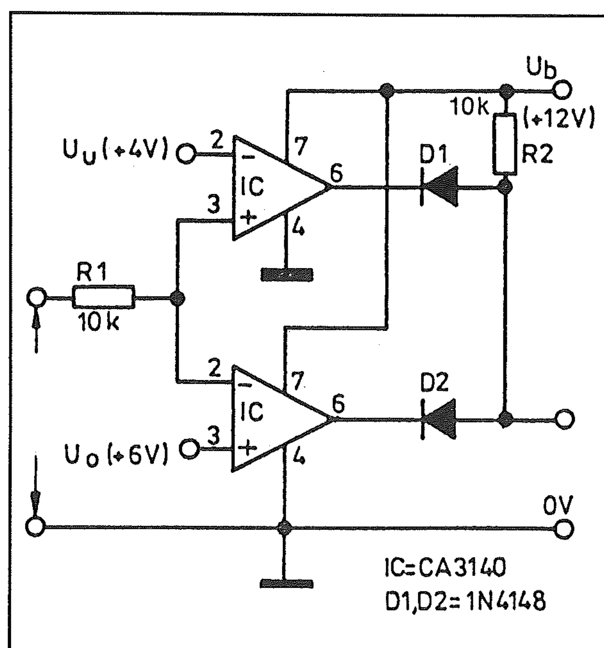
12.3 Op-amp's als comparatoren en discriminatoren



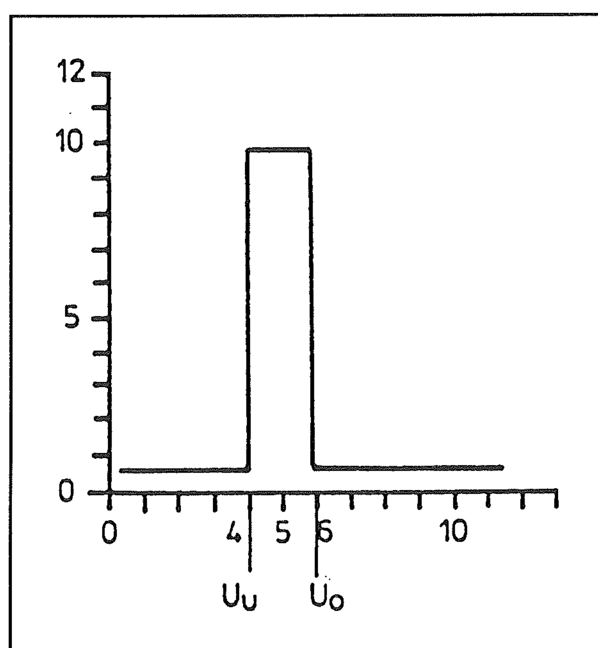
Figuur 3/12.3-13: Een overspanningsdetector voor wisselspanningen met een comparator met hysteresisch.

De schakeling bestaat uit twee comparatoren waarvan de uitgangen worden gecombineerd tot één gemeenschappelijke uitgang.

Dat procédé is te vergelijken met het "wired-OR'en" van twee digitale poorten. De twee dioden D1 en D2 zorgen ervoor dat dit zonder bezwaar kan.



Figuur 3/12.3-14: Basisschema van een discriminator met positief venster.



Figuur 3/12.3-15: De transferkarakteristiek van een discriminator met positief venster.

12.3 Op-amp's als comparatoren en discriminatoren

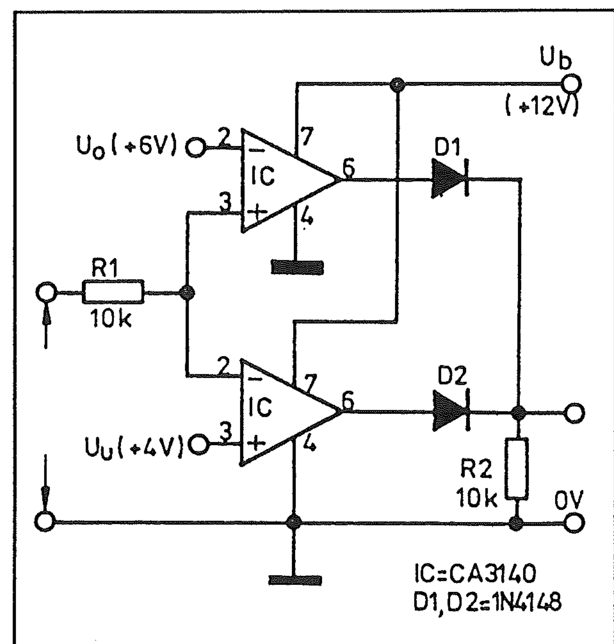
De bovenste operationele versterker krijgt een drempel U_u van +4 V aangeboden op de inverterende ingang. De onderste comparator ontvangt zijn drempel U_o van +6 V op zijn niet-inverterende ingang. De ingangsspanning wordt via de weerstand R1 aangeboden aan de niet-inverterende ingang van de bovenste comparator en aan de inverterende ingang van de onderste comparator.

De schakeling werkt als volgt. Als de ingangsspanning kleiner is dan de onderste drempel van +4 V zal de uitgang van de bovenste operationele versterker "L" zijn. De diode D1 gaat geleiden, er vloeit stroom door de weerstand R2 met als gevolg dat de gemeenschappelijke uitgang naar "L" wordt getrokken.
Als de ingangsspanning tussen beide drempels ligt zal de uitgang van de bovenste operationele versterker "H" zijn. De diode D1 spert en deze diode trekt dus geen stroom door de weerstand R2. De uitgang van de onderste comparator is ook "H" met als gevolg dat ook de diode D2 spert en geen stroom door R2 laat vloeien. Het algemene gevolg van beide acties is dat beide dioden sperren, er geen stroom door R2 vloeit en de uitgang "H" wordt.

Als de ingangsspanning tot boven de bovenste drempel van +6 V stijgt zal de uitgang van de onderste operationele versterker "L" worden. Nu gaat D2 geleiden en deze geleidende diode zorgt ervoor dat er door de weerstand R2 een stroom vloeit. De gemeenschappelijke uitgang van de schakeling wordt bijgevolg weer "L".

Conclusie: de uitgang van de discriminator is dan en alleen dan "H" als de ingangsspanning tussen beide drempelspanningen ligt.

De discriminator met negatief venster
In de figuren 3/12.3-16 en -17 zijn het basisschema en de transferkarakteristiek gegeven van een discriminator met negatief venster.



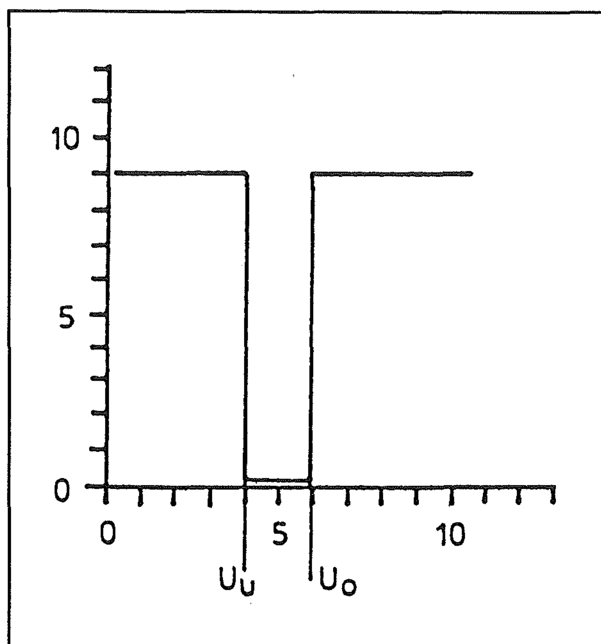
Figuur 3/12.3-16: Het basisschema van een discriminator met negatief venster.

Het enige verschil is dat beide drempels verwisseld zijn en dat de uitgangsstructuur anders is samengesteld. De werking van de schakeling kan op dezelfde manier worden verklaard als bij de discriminator met positief venster.

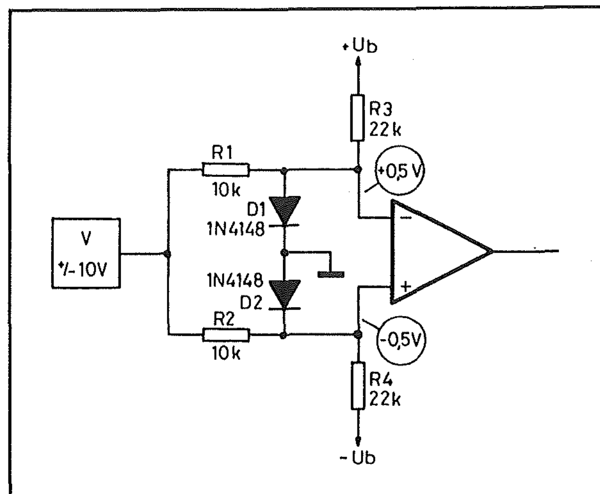
De discriminator met enkele op-amp
Het voordeel van de beschreven discriminatorschakelingen is dat men de twee drempels volledig onafhankelijk van elkaar kan instellen.

12.3 Op-amp's als comparatoren en discriminatoren

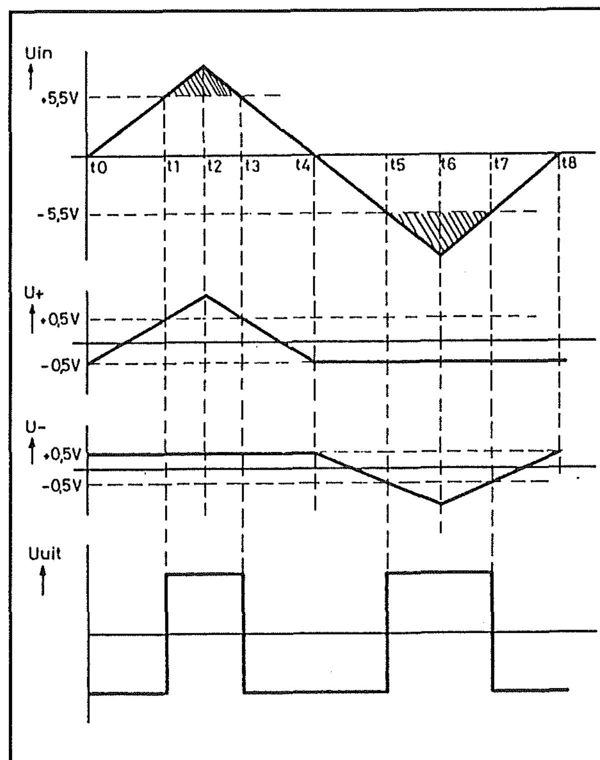
In de voorbeelden lagen de drempels op +4 V en +6 V. In de praktijk is het mogelijk deze waarden aan de specifieke toepassing aan te passen. Nadeel van de schakeling is dat men twee operationele versterkers nodig heeft.



Figuur 3/12.3-17: De transferkarakteristiek van een discriminator met negatief venster.



Figuur 3/12.3-18: Principe-schema van een discriminator met slechts één operationele versterker.



Figuur 3/12.3-19: De spanningsvormen van de schakeling van figuur 3/12.3-18.

Als men de drempels symmetrisch ten opzichte van de massa kan instellen en de schakeling bovendien uit symmetrische voedingsspanningen kan voeden, is het mogelijk de schakeling van een discriminator aanzienlijk te vereenvoudigen.
In figuur 3/12.3-18 is het schema getekend van een discriminator die maar één operationele versterker nodig heeft en de ingangsspanning vergelijkt met twee symmetrische drempels van +0,5 V en -0,5 V.
De werking van de schakeling wordt toegelicht aan de hand van de grafieken van figuur 3/12.3-19.

De twee ingangen van de operationele versterker worden ingesteld op respectie-

12.3 Op-amp's als comparatoren en discriminatoren

velijk +0,5 V en -0,5 V. Daarvoor zijn de silicium-dioden D1 en D2 verantwoordelijk met hun voorschakelweerstanden R3 en R4. Deze weerstanden worden gevoed uit de positieve en de negatieve voeding en sturen de dioden met een bepaalde stroom. Over de dioden ontstaan de geleidingsspanningen die ongeveer 0,5 V groot zijn.

Als de ingangsspanning van de schakeling gelijk is aan 0 V zal de uitgang van de discriminator "L" zijn. De inverterende ingang van de operationele versterker is dan immers positiever dan de niet-inverterende ingang en dit spanningsverschil wordt ongeveer 100.000 maal versterkt.
Als de ingangsspanning stijgt zal dit verschijnsel geen invloed hebben op de inverterende ingang van de op-amp. De geleidende diode D1 zorgt er immers voor dat deze ingang constant op een spanning van +0,5 V blijft staan. De niet-inverterende ingang staat echter ingesteld op een spanning van -0,5 V. Het stijgen van de ingangsspanning heeft tot gevolg dat er een stroom gaat lopen door de serieschakeling van de weerstanden R2 en R4. De spanning op hun knooppunt zal langzaam stijgen. Bij een bepaalde spanning op de ingang wordt de spanning op dit knooppunt gelijk aan +0,5 V. De spanning op de niet-inverterende ingang wordt dan groter dan de diodespanning op de inverterende ingang, met als gevolg dat de comparator omklapt en een "H" op zijn uitgang zet. De grootte van de ingangsspanning waarbij dit verschijnsel optreedt wordt bepaald door de verhouding tussen de weerstanden R2 en R4. Ook de grootte van de voedingsspanning speelt daarbij een rol.

Omdat de schakeling symmetrisch is opgebouwd zal het duidelijk zijn dat hetzelfde verhaal geldt als de ingangsspanning kleiner wordt dan 0 V. Dan blijft de spanning op de niet-inverterende ingang van de operationele versterker constant op -0,5 V en zal de spanning op de inverterende ingang langzaam dalen. Als deze gelijk wordt aan -0,5 V klapt de schakeling om en de uitgang wordt positief oftewel "H". De ingangsspanning waarbij dit verschijnsel zich voordoet is uiteraard afhankelijk van de verhouding tussen de weerstanden R1 en R3 en van de waarde van de positieve voedingsspanning.

12.3 Op-amp's als comparatoren en discriminatoren

3/12.4
Op-amp's als signaalbewerkers

Inleiding

Signaalbewerking
Men moet een duidelijk onderscheid maken tussen signaal*verwerking* en signaal*bewerking*. In het eerste geval wordt de vorm van het signaal niet aangetast, hoogstens de amplitude. Een spanningsversterker is dus een typisch voorbeeld van een signaalverwerker.
In het tweede geval is het net de vorm van het signaal die wordt aangetast. Stuurt men een sinus of een blokgolf door een signaalbewerker, dan zal er uit de schakeling een signaal komen dat vaak in niets lijkt op de vorm van het ingangssignaal. Uiteraard bestaat er wel een relatie tussen de ingang en de uitgang. In de meeste gevallen bestaat deze relatie uit de frequentie.
In- en uitgangssignaal hebben dezelfde frequenties. Maar vaak zal ook de relatie bestaan uit een verband tussen de grootte van het ingangssignaal en de grootte of vorm van het uitgangssignaal.

In feite zijn gelijkrichters, detectoren en niet-lineaire versterkers typisch signaalbewerkers.
Omdat deze schakelingen echter zo vaak gebruikt worden, zijn deze ondergebracht in eigen hoofdstukken 3/12.5 en 3/12.6.
In dit hoofdstuk worden minder vaak toegepaste signaalbewerkingen toegelicht.

Soorten signaalbewerkingen
In dit hoofdstuk worden besproken:
- spanningsafhankelijke terugkoppeling;
- integratie;
- differentiatie;
- clamping.

Dat zijn niet alle mogelijke soorten signaalbewerking die er bestaan, maar wel de vier belangrijkste.

Spanningsafhankelijke terugkoppeling

Definitie
Bij een gewone spanningsversterker wordt de versterkingsfactor van de schakeling bepaald door een vaste terugkoppeling tussen de uitgang en een van de ingangen.
De waarde van de versterkingsfactor hangt dus alleen af van de waarde van deze terugkoppelelementen en verder van niets. De versterking van de schakeling zal voor alle ingangssignalen, hoe groot of hoe klein ook, constant zijn.
Bij spanningsafhankelijke terugkoppeling zal de waarde van de versterkingsfac-

tor niet constant zijn, maar afhankelijk van de grootte van de ingangsspanning.

Soorten van spanningsafhankelijke terugkoppeling

Er zijn twee soorten spanningsafhankelijke terugkoppeling denkbaar.

- Expander
  Bij de eerste soort zal de versterking toenemen als het ingangssignaal groter wordt. Men spreekt dan van een expander. Het ingangssignaal wordt namelijk geëxpandeerd of "uitgerokken".
- Compressor
  De tweede soort werkt net andersom. De versterking gaat dalen naarmate het ingangssignaal groter wordt. In dit geval spreekt men van een compressor. Het ingangssignaal wordt gecomprimeerd of "samengeperst".

Toepassingen van spanningsafhankelijke terugkoppeling

Spanningsafhankelijke terugkoppelingen worden vrij vaak toegepast in alle segmenten van de analoge elektronica. Deze techniek is zo belangrijk dat er vele speciale IC's zijn ontwikkeld, waarmee men expansie of compressie op een signaal kan toepassen. Het gaat uiteraard buiten het kader van dit hoofdstuk om deze speciale IC's te behandelen. In dit hoofdstuk zullen alleen de principes van spanningsafhankelijke terugkoppeling met een operationele versterker worden behandeld.
In de volgende paragraafjes worden enige toepassingen van spanningsafhankelijke terugkoppeling in het kort behandeld.

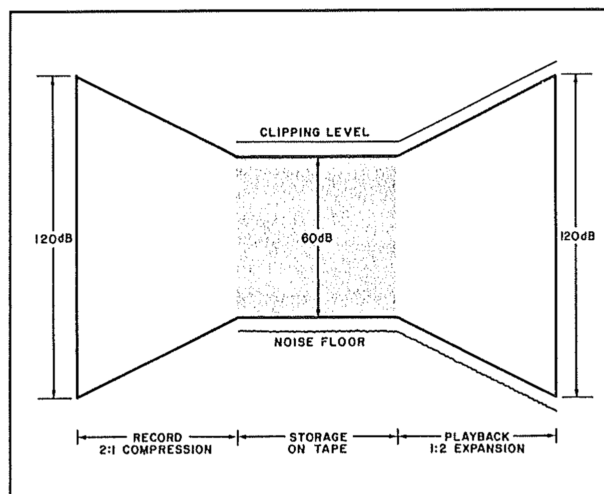
AVR

AVR staat voor "automatische volume regeling", een techniek die in de meeste MF-versterkers in radio's en TV's wordt toegepast. Met deze AVR probeert men het uitgangssignaal van de MF-versterker constant te houden, hoe sterk of hoe zwak het zendersignaal ook is.
Dit constante signaal aan de uitgang van de MF-versterker is een voorname eis om het detectie-proces zo goed mogelijk te laten plaats vinden.
AVR werkt doordat men de versterking van de middenfrequent versterker aanpast aan de signaalgrootte aan de ingang. Voor kleine signalen wordt meer versterkt dan voor grote signalen. Een typisch voorbeeld dus van spanningsafhankelijke terugkoppeling!

Ruisonderdrukking

Compressie en expansie spelen een belangrijke rol bij alle ontwikkelde systemen om de ruis die op een wisselspanningssignaal is gesuperponeerd te onderdrukken. Iedere goede cassette-recorder is voorzien van een ruisonderdrukker. Men kent het (verouderde) DNL-principe van Philips en het Dolby-principe dat door de gelijknamige firma op de markt wordt gebracht. Bij het opnemen van het signaal worden de zwakste passages versterkt (expansie) en de sterkste passages verzwakt (compressie). Het gevolg is dat het signaal op de band een tamelijk constante gemiddelde waarde heeft en dat de veel kleinere bandruis dit signaal nauwelijks kan beïnvloeden. Bij het weergeven van het opgenomen signaal worden de zwakste signalen weer verzwakt (compressie) en de sterkste signalen versterkt (expansie). Door deze techniek wordt de oorspronkelijke dynamiek van het geluidssignaal hersteld. Maar door de compressie van de zwakste passages zal ook de bandruis verzwakt worden, zodat deze nauwelijks hoorbaar is. Het principe van ruisonderdrukking is grafisch voorgesteld in figuur 3/12.4-1.

12.4 Op-amp's als signaalbewerkers



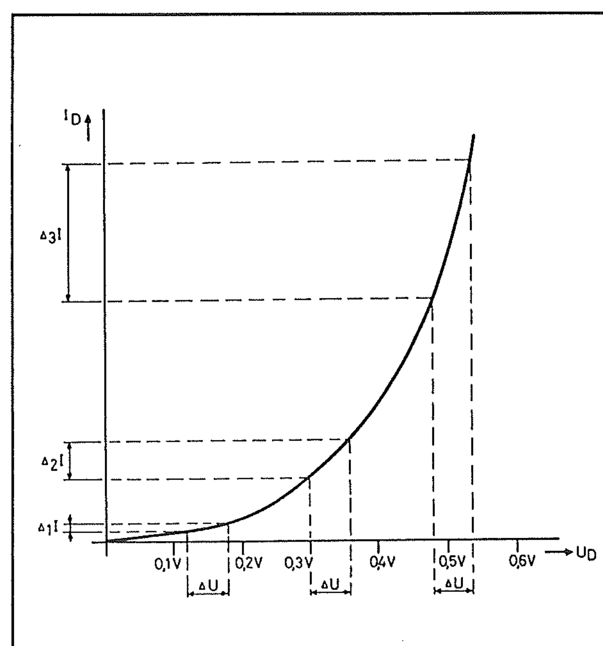
Figuur 3/12.4-1: Het principe van ruisonderdrukking door compressie en expansie.

Begrenzing

Een belangrijke toepassing van spanningsafhankelijke terugkoppeling is het begrenzen van signalen. Zo is algemeen bekend dat uitbaters van een discotheek deze vergunning alleen maar krijgen als zij het volume van hun geluidsinstallatie tot een bepaald aantal dB beperken. Men neemt dan in het geluidssysteem een begrenzer op die ervoor zorgt dat geluidspieken die veel luider zijn worden begrensd.
Ook dat is een vorm van compressie en alleen mogelijk door gebruik te maken van spanningsafhankelijke terugkoppeling.

De diode als basis

De meeste spanningsafhankelijke terugkoppelingen werken met een of meerdere silicium dioden als basiselement. Een diode is namelijk een typisch niet lineair element. De weerstand van een diode is niet constant, maar afhankelijk van de spanning die over de diode staat.
Dit kan gemakkelijk aangetoond worden aan de hand van de transferkarakteristiek van de diode. Dat is de karakteristiek die het verband geeft tussen de spanning over de diode en de stroom door de diode. Deze grafiek is getekend in figuur 3/12.4-2.

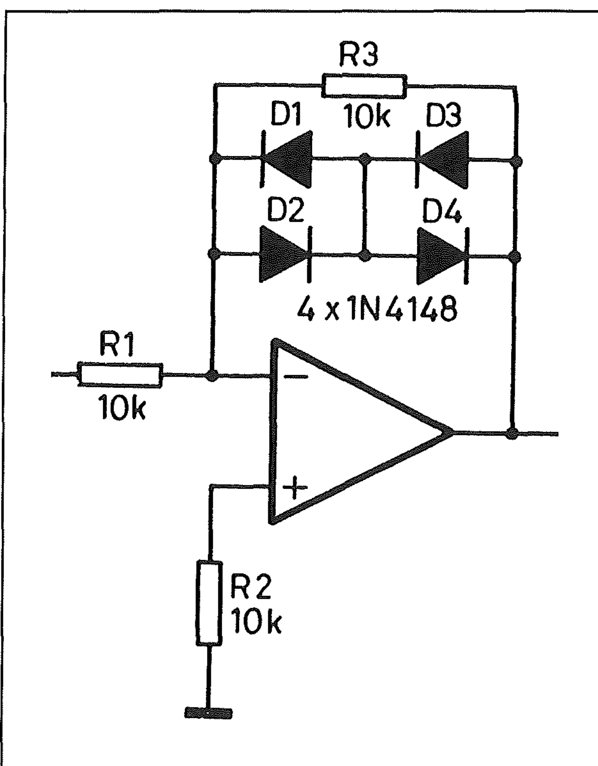


Figuur 3/12.4-2: De transferkarakteristiek van een Si-diode.

De inwendige weerstand van een onderdeel wordt voorgesteld door de helling van de transferkarakteristiek.
Weerstand is immers spanning gedeeld door stroom en het zijn nu nét deze grootheden die tegen elkaar in de grafiek zijn uitgezet.
Op drie verschillende punten van de spanning-as worden drie even grote kleine spanningsverschillen ΔU uitgezet.
Door de grenzen van deze gebieden naar de grafiek door te trekken en door op de snijpunten horizontale lijnen naar de stroom-as te tekenen kan men de corresponderende stroomverschillen bepalen.
Uit de grafiek blijkt duidelijk dat voor de meest linkse ΔU een kleine $\Delta_1 I$ geldt.

Voor de meest rechtse ΔU geldt een veel grotere $\Delta_3 I$.
Het zal duidelijk zijn dat de inwendige weerstand van de diode in het linker gebied veel en veel groter is dan in het rechter gebied.
Als de spanning over de diode namelijk even veel verandert, dan heeft dit in het rechter gebied een veel grotere stroomvariatie tot gevolg dan in het linker gebied.

Concluderend kan men stellen dat de inwendige weerstand van een diode afhankelijk is van de spanning over het onderdeel.
Hoe groter de spanning over de diode, hoe lager de inwendige weerstand.



Figuur 3/12.4-3: Het basisschema van een spanningsafhankelijke versterker geschakeld als compressor.

Het basisschema van een spanningsafhankelijke versterker, geschakeld als compressor
Het basisschema van een spanningsafhankelijke versterker, geschakeld als compressor, is getekend in figuur 3/12.4-3.

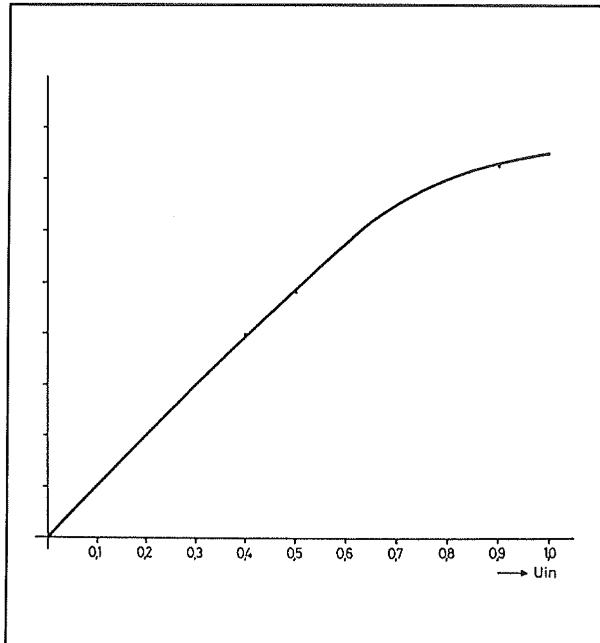
Men herkent in basis het schema van een gewone inverterende versterker. Het ingangssignaal wordt aangeboden aan de inverterende ingang.
Tussen de uitgang, de inverterende ingang en de ingangsspanning is de bekende spanningsdeler R1/R3 opgenomen, die de versterkingsfactor van de schakeling vast legt.
Over R3 zijn echter vier dioden geschakeld, die de versterker de spanningsafhankelijke karakteristieken geven.

Bij kleine uitgangsspanningen zal de inwendige weerstand van de dioden zeer hoog zijn.
De versterking van de trap wordt dan alleen bepaald door de verhouding tussen de weerstanden R1 en R3. De schakeling werkt lineair.
Naarmate de uitgangsspanning stijgt zal de inwendige weerstand van de dioden steeds kleiner worden. Deze weerstanden staan parallel aan de weerstand R3, zodat de totale weerstandswaarde van de terugkoppelweerstand afneemt. Het gevolg is dat ook de versterking van de schakeling gaat dalen.

Het verband tussen de ingangsspanning en de uitgangsspanning is in figuur 3/12.4-4 in een grafiek uitgezet.

Duidelijk blijkt hoe de schakeling voor kleine ingangsspanningen lineair werkt en nadien steeds meer a-lineair gaat werken.

12.4 Op-amp's als signaalbewerkers

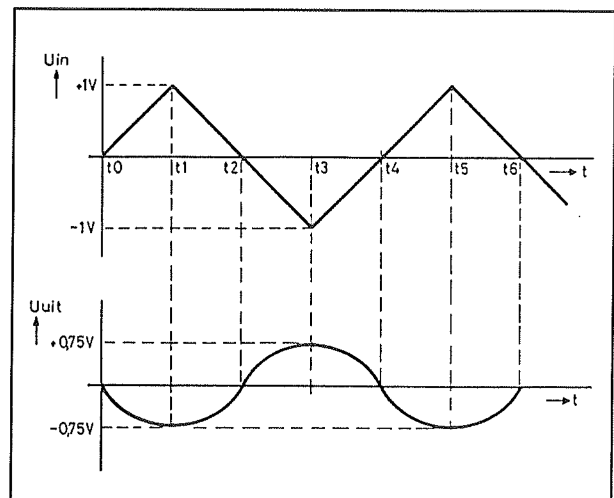


Figuur 3/12.4-4: Het verband tussen de ingangsspanning en de uitgangsspanning van de schakeling.

Toepassing van de principiële compressor

Het zal duidelijk zijn dat deze eenvoudige schakeling al goed bruikbaar is voor het ontwerpen van een begrenzer. De mate van compressie is in te stellen door het aantal dioden in de terugkoppeling te variëren en door de waarde van de weerstanden te verlagen of te vergroten. Hoe groter de weerstand R3, hoe sneller en hoe meer invloed de niet constante inwendige weerstand van de dioden op de schakeling zal hebben.

Uit de grafiek van figuur 3/12.4-5 valt af te leiden hoe de uitgangsspanning reageert op een lineair in grootte stijgende spanning. De toppen van het signaal worden afgevlakt, een duidelijk bewijs van de teruglopende versterking bij hoge ingangsspanningen! Uit deze grafiek blijkt ook duidelijk dat een spanningsafhankelijke versterker een zeer grote vervorming veroorzaakt. Vandaar dat een spanningsafhankelijke versterker een typisch voorbeeld is van een signaalbewerkende schakeling!



Figuur 3/12.4-5: De uitgangsspanning van een compressor als aan de ingang een driehoekvormig signaal wordt aangelegd.

Expanderen

Het zal duidelijk zijn dat een operationele versterker op dezelfde manier is om te bouwen tot een expander. Het volstaat de dioden parallel te schakelen over de weerstand R1 in figuur 3/12.4-3. Deze dioden zorgen ervoor dat de vervangingsweerstand van R1 + parallel geschakelde dioden daalt als de ingangsspanning stijgt, hetgeen een verhoging van de versterking tot gevolg heeft.

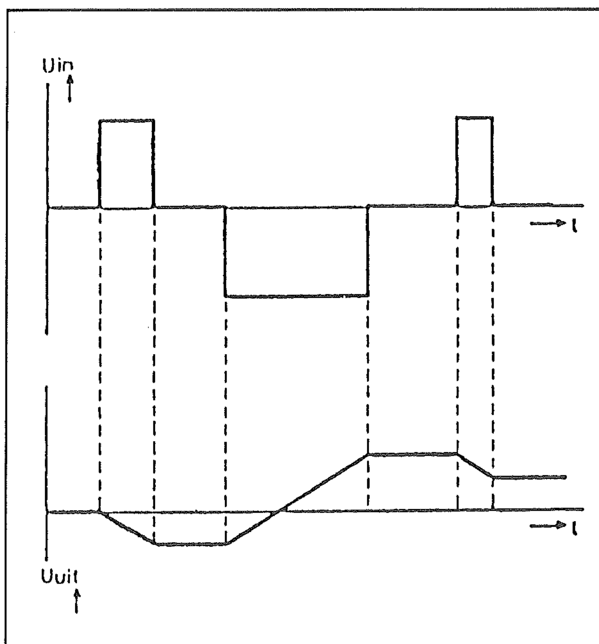
Integratie

Definitie

Een integrator is in het algemeen een schakeling die een lineair stijgende of da-

lende spanning genereert. De snelheid van stijgen of dalen hangt af van de grootte van de ingangsspanning. Of de uitgang stijgt of daalt hangt af van de polariteit van de ingangsspanning. Als aan de ingang van een integrator een spanning van 0 V wordt aangelegd, dan zal de uitgangsspanning van de integrator constant blijven op de waarde die deze had.

Deze algemene werking van een integrator kan worden samengevat door de grafieken van figuur 3/12.4-6.

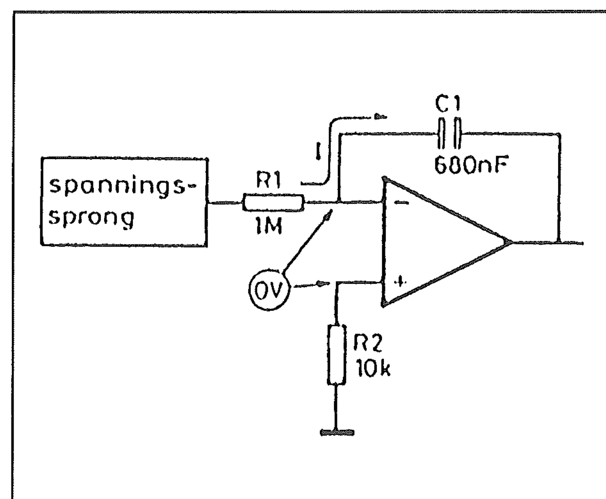


Figuur 3/12.4-6: De werking van een integrator grafisch toegelicht.

Helemaal links in de grafiek is de ingangsspanning 0 V. Ook de uitgangsspanning van de integrator zal dan 0 V zijn. Na enige tijd wordt er plotseling een positieve spanningssprong aan de ingang gelegd. De uitgang reageert daarop door lineair te gaan dalen. De integrator werkt dus inverterend! Als na enige tijd de ingang weer naar 0 V gaat zal de uitgangsspanning constant blijven op de negatieve waarde. Even later wordt aan de ingang een negatieve spanningssprong gelegd. De uitgang van de integrator gaat nu lineair stijgen, wordt dus eerst minder negatief, gaat dan door de nul en gaat nadien positief worden.

De integrator met operationele versterker

Het basisschema van een integrator met operationele versterker is getekend in figuur 3/12.4-7.



Figuur 3/12.4-7: Het basisschema van een integrator met op-amp.

De op-amp is geschakeld als inverterende versterker. Het ingangssignaal wordt via een serieweerstand R1 aangelegd aan de inverterende ingang. Tussen de uitgang en deze ingang is een condensator geschakeld. De niet-inverterende ingang gaat via een weerstand naar de massa.

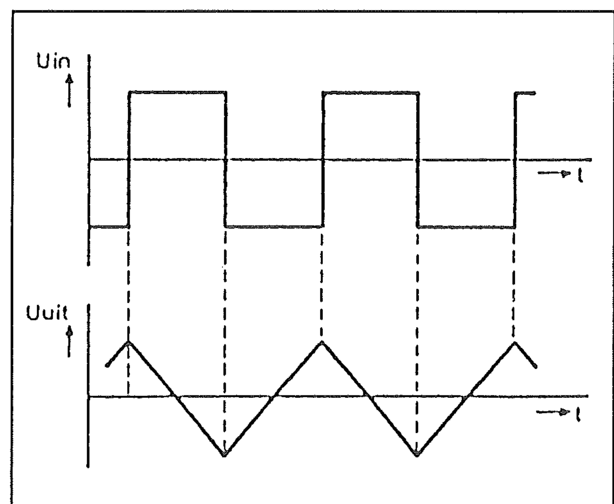
Stel dat de schakeling met de voedingsspanning wordt verbonden. De condensator is dan helemaal ontladen. De niet-inverterende ingang staat op 0 V, de schakeling zal zichzelf zo instellen dat ook de

12.4 Op-amp's als signaalbewerkers

spanning op de inverterende ingang 0 V is. Dat kan alleen als de uitgangsspanning van de schakeling ook 0 V is. Er gaan dan geen stromen vloeien en deze toestand blijft stabiel. Let wel op dat deze stabiliteit alleen in theorie bestaat! In de praktijk heeft immers iedere operationele versterker een bepaalde offset-spanning. Deze spanning kan men zich voorstellen als een zeer kleine spanning die intern tussen de beide ingangen geschakeld is. Om nu toch te streven naar spanningsgelijkheid op de ingangen zal de op-amp zijn uitgang ofwel positief ofwel negatief sturen. Deze spanning stuurt een klein stroompje door de condensator, met als gevolg dat dit onderdeel wordt opgeladen. Omdat de inverterende ingang van de op-amp streeft naar 0 V zal deze condensatorspanning zich manifesteren op de uitgang.
Een integrator zonder spanning op de ingang zal dus langzaam maar zeker een lineair stijgende of dalende spanning op zijn uitgang opbouwen. De snelheid van deze stijging of daling is alleen afhankelijk van de grootte en de polariteit van de offsetspanning van de toegepaste operationele versterker.

Als aan de ingang van de schakeling een positieve spanning wordt gelegd dan zal er door de weerstand R1 een stroom I gaan vloeien. Omdat de inverterende ingang van de op-amp zich op massapotentiaal zal instellen wordt de grootte van deze stroom alleen bepaald door de grootte van de ingangsspanning en door de waarde van de weerstand. De inverterende ingang heeft een zeer hoge ingangsimpedantie. De stroom die door de weerstand wordt aangevoerd kan dus alleen verder vloeien via de condensator C1. De stroom is constant en men weet dat een condensator, die door een constante stroom wordt doorlopen lineair zal opladen. De spanning over de condensator zal dus lineair stijgen. Maar de linker plaat van de condensator blijft op massapotentiaal staan. Vandaar dat de stijgende spanning over de condensator wordt terug gevonden op de uitgang van de schakeling. Uit de richting van de stroom kan men afleiden dat het niet anders kan dan dat de uitgangsspanning negatief wordt.

Besluit: een integrator zet een constante positieve spanning op de ingang om in een lineair dalende spanning op de uitgang. Uiteraard zal het duidelijk zijn dat als er een negatieve spanning op de ingang wordt aangelegd de uitgang van de integrator lineair zal stijgen. Het enige verschil is immers dat de stroom van richting verandert.

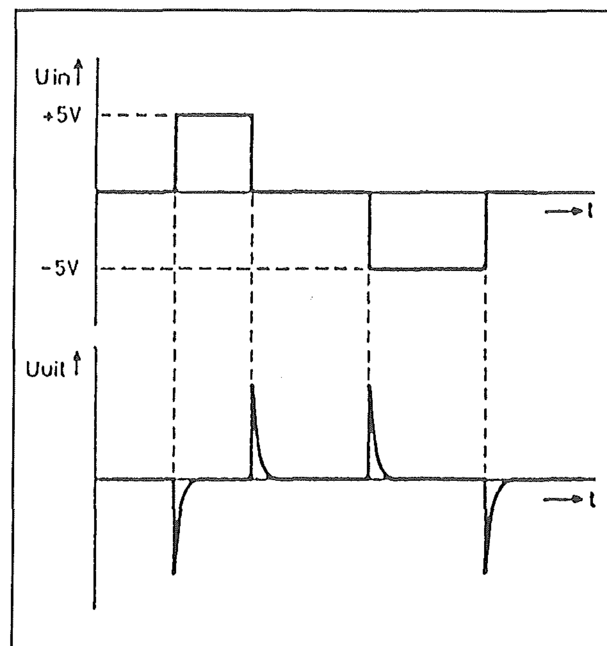


Figuur 3/12.4-8: Het omzetten van een blokspanning in een driehoekspanning met behulp van een integrator.

Toepassingen van integratoren
Integratoren worden vaak gebruikt in de analoge elektronica. Een van de belangrijkste toepassingen is het genereren van driehoek- en zaagtandspanningen.

In de grafiek van figuur 3/12.4-8 wordt verklaard hoe men met een integrator een driehoek uit een blokspanning kan afleiden. Na de uitvoerige bespreking van de werking van de integrator zal de omzetting van blok in driehoek wel duidelijk zijn!
Een tweede toepassing van integratoren is het onderscheiden van pulsen naar hun breedte. Het zal duidelijk zijn dat een brede positieve puls op de ingang van een integrator tot gevolg heeft dat de uitgang veel meer negatief wordt dan wanneer er een smalle positieve puls op de ingang wordt gelegd.
Vergelijkt men de uitgangsspanning van de integrator in een comparator met een drempelspanning, dan zal de comparator alleen maar een uitgangspuls genereren als er aan de ingang van de integrator een brede puls wordt gelegd. Dit principe wordt bijvoorbeeld in iedere TV toegepast om de brede beeldsynchronisatie pulsen te onderscheiden van de smalle lijnsynchronisatie pulsen.

De snelste spanningsverandering die er in de elektronica kan optreden is het verschijnen van een puls. Als men dus een puls aan een differentiator aanlegt, dan zal de uitgangsspanning van de differentiator maximaal zijn. Een en ander is getekend in figuur 3/12.4-9.



Figuur 3/12.4-9: De reactie van een differentiator op pulsvormige spanningen op de ingang.

Differentiatie

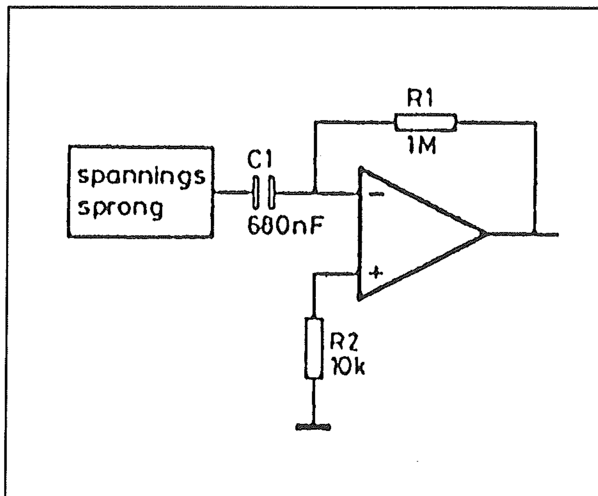
Definitie
Volgens het elektrotechnische woordenboek is een differentiator een schakeling "waarvan de uitgangsspanning recht evenredig is met de snelheid waarmee de ingangsspanning van waarde verandert". Legt men dus aan een differentiator een gelijkspanning aan, een spanning die niet in functie van de tijd verandert, dan zal de uitgangsspanning van de differentiator nul zijn. Verandert de ingangsspanning zeer snel van waarde, dan zal de uitgangsspanning van de differentiator maximaal zijn.

Als aan de ingang van de differentiator een positieve puls wordt aangeboden, dan zal op de uitgang een smalle, grote negatieve puls ontstaan bij de positieve voorflank van de puls en een even smalle negatieve puls bij de achterflank van de puls. Een negatieve puls op de ingang veroorzaakt een smalle positieve puls op de voorflank van de puls en een smalle negatieve puls bij de achterflank van de puls.

De differentiator met op-amp
Het basisschema van een differentiator met op-amp is getekend in figuur

12.4 Op-amp's als signaalbewerkers

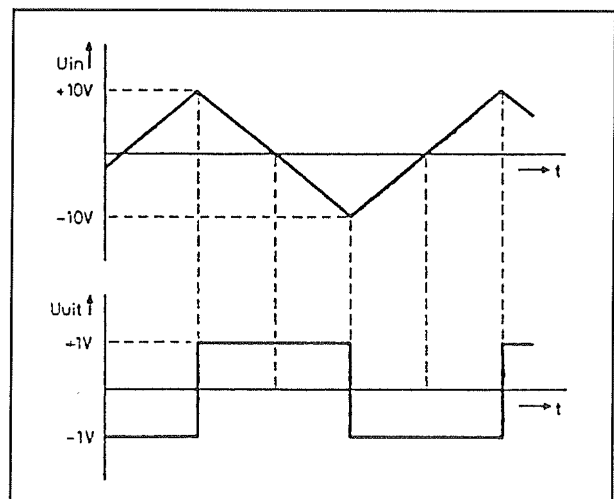
3/12.4-10. Het schema lijkt erg op dat van de integrator, het enige verschil is dat de condensator en de weerstand in de terugkoppeling van plaats zijn verwisseld.



Figuur 3/12.4-10: Het basisschema van een differentiator met operationele versterker.

Als aan de ingang een constante spanning wordt aangeboden, dan zal de uitgang van de operationele versterker 0 V bedragen. De weerstand R1 zorgt er immers voor dat de schakeling als spanningsvolger werkt en de niet-inverterende ingang ligt aan de massa. Als aan de ingang een plotselinge spanningssprong wordt gelegd, dan zal deze door de condensator worden doorgekoppeld naar de inverterende ingang. Er ontstaat dan een grote positieve spanning op de inverterende ingang en dus een groot spanningsverschil tussen beide ingangen. De operationele versterker zal er nu naar streven dit spanningsverschil weer nul te maken. Dat is alleen mogelijk als op de uitgang een even grote spanningssprong ontstaat met de tegengestelde polariteit. Deze negatieve spanning wordt via de weerstand R1 teruggekoppeld naar de inverterende ingang en zorgt ervoor dat de spanning op deze ingang weer 0 V wordt.

Na de spanningssprong blijft de spanning op de inverterende ingang 0 V. De condensator spert immers het platte dak van de puls en de schakeling blijft weer in rust (de twee ingangen en de uitgang op 0 V) tot de volgende spanningssprong. Omdat deze negatief is zal de inverterende ingang negatief worden ten opzichte van de niet-inverterende ingang. Het gevolg is dat de uitgang van de op-amp positief wordt, zodat deze spanning via de weerstand R1 wordt teruggekoppeld en het spanningsverschil tussen beide ingangen weer naar 0 V dwingt.



Figuur 3/12.4-11: Een differentiator zet een driehoek om in een rechthoek.

Toepassingen van een differentiator

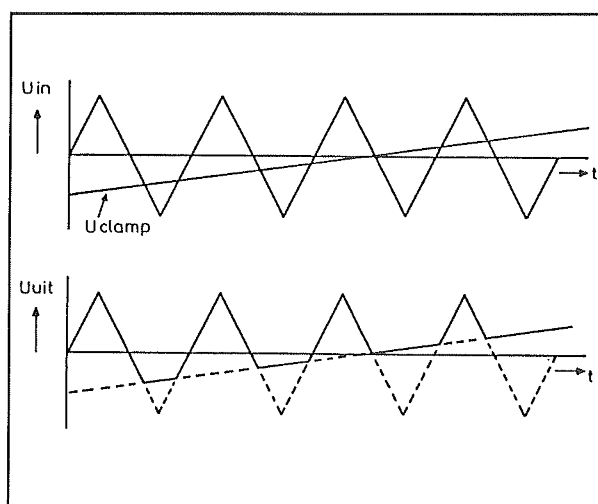
Een differentiator wordt overal gebruikt waar men de behoefte heeft plotselinge spanningsvariaties te detecteren. Zo wordt een differentiator gebruikt om de smalle lijnsynchronisatie pulsen bij TV uit het samengestelde syncsignaal af te leiden.

De combinatie van differentiator en integrator zorgt dus in iedere TV voor het scheiden van de lijn- en de beeldsyncpulsen.

Een niet zo gemakkelijk aan te voelen toepassing is het omzetten van een driehoekspanning in een rechthoekspanning. Als men, zoals geschetst in figuur 3/12.4-11, een driehoek aan de ingang van een differentiator legt dan zal de uitgang blokvormig verlopen. Deze werking hangt echter wél af van de juiste waarde van de condensator en de weerstand.

De werking van de schakeling volgt rechtstreeks uit de algemene definitie van de werking van een differentiator. Een driehoek vertoont immers een constante stijging of daling van de spanning per tijdseenheid. Volgens de algemeen definitie reageert een differentiator daarop door het genereren van een constante spanning op zijn uitgang.

de uitgangsspanning niet het verloop van de ingangsspanning volgen, maar het verloop van de clampspanning.
De uitgangsspanning van de schakeling zal dus nooit kleiner kunnen worden dan de momentele waarde van de clampspanning.



Figuur 3/12.4-12: De werking van een clampschakeling grafisch toegelicht.

Clamping

Definitie

Een clamper is een schakeling die een signaal vast legt op een bepaalde referentiespanning. In figuur 3/12.4-12 wordt deze wat cryptische verklaring grafisch toegelicht.

In dit voorbeeld wordt een driehoekvormige ingangsspanning vergeleken met een langzaam stijgende clampspanning. Zolang de ingangsspanning groter is dan de clampspanning zal de uitgangsspanning gelijk zijn aan de ingangsspanning. Op het moment dat de ingangsspanning kleiner wordt dan de clampspanning, zal

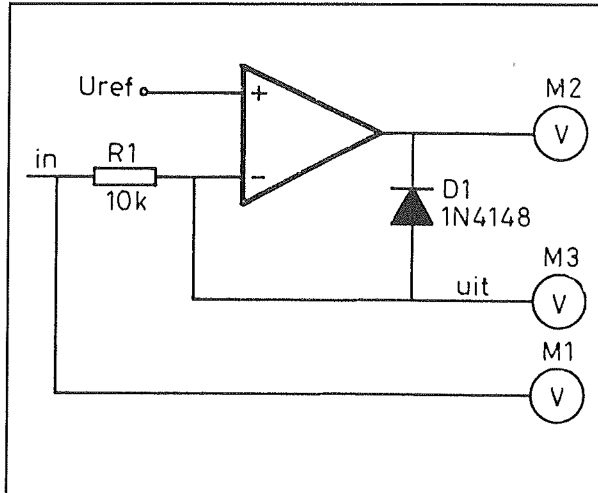
Uiteraard is het ook mogelijk een schakeling te ontwerpen die omgekeerd werkt: de uitgangsspanning zal dan nooit boven de clampspanning kunnen stijgen.

De clampschakeling met op-amp

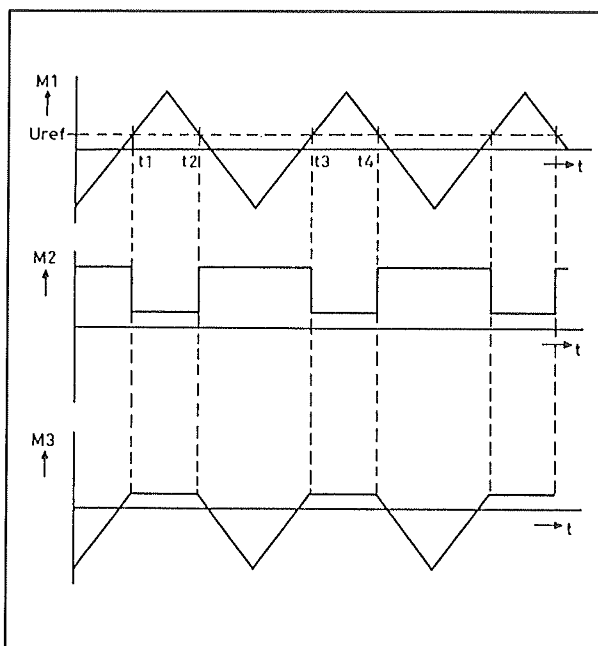
In figuur 3/12.4-13 is het fundamentele schema getekend van een clampschakeling met een operationele versterker.

De ingangsspanning wordt via een serieweerstand R1 aangeboden aan de inverterende ingang van de op-amp. Tussen deze ingang en de uitgang van de op-amp is een diode D1 geschakeld. De niet-inverterende ingang wordt verbonden met een referentiespanning U_{ref}.

12.4 Op-amp's als signaalbewerkers



Figuur 3/12.4-13: Basisschakeling van een clamper met een operationele versterker.



Figuur 3/12.4-14: De werking van de clampschakeling grafisch toegelicht.

De werking van de schakeling wordt toegelicht aan de hand van de grafieken in figuur 3/12.4-14.
Stel dat de ingangsspanning kleiner is dan de referentiespanning.

De inverterende ingang van de op-amp is dan negatiever ingesteld dan de niet-inverterende ingang.
De op-amp zal dit spanningsverschil versterken, met als gevolg dat de uitgang vast loopt tegen de positieve voedingsspanning.
De diode D1 zal bijgevolg sperren. Tussen de in- en de uitgang van de schakeling staat nu alleen de weerstand R1 geschakeld, zodat op de uitgang dezelfde spanning kan terug gevonden worden als op de ingang.

Op tijdstip t1 wordt de ingangsspanning even groot als de referentiespanning. Even later wordt de spanning op de inverterende ingang positiever dan de spanning op de niet-inverterende ingang. De uitgang zal nu negatief worden.
Het gevolg is dat de diode D1 gaat geleiden en de spanning op de inverterende ingang gelijk wordt aan de spanning op de niet-inverterende ingang.
De uitgang blijft staan op de referentiespanning.
De schakeling werkt nu immers als een buffer, want de geleidende diode verbindt de inverterende ingang rechtstreeks met de uitgang.

Deze situatie blijft bestaan totdat de ingangsspanning weer lager wordt dan de referentiespanning (tijdstip t2). De op-amp klapt om, de uitgang van de op-amp loopt weer vast tegen de positieve voedingsspanning, de diode gaat sperren en de uitgang wordt weer rechtstreeks verbonden met de ingang.

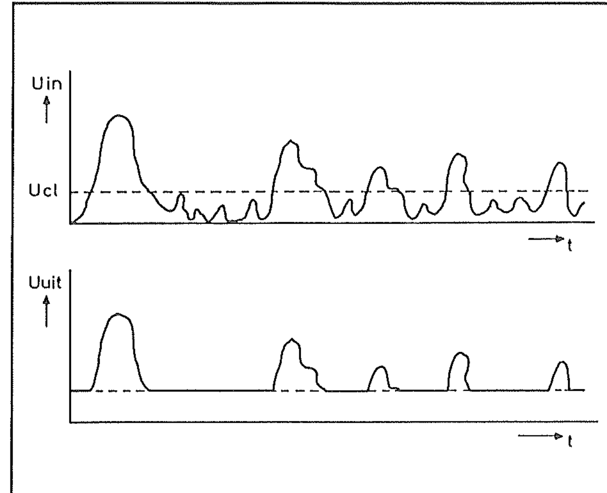
Besluit: deze schakeling is een positieve clampkring, die er voor zorgt dat de uitgangsspanning nooit groter kan worden dan de referentiespanning U_{ref}.

Toepassingen van clampschakelingen

Clampschakelingen worden overal toegepast waar men een bepaald deel van een signaal als ongewenst beschouwt en het liever kwijt dan rijk is.
In figuur 3/12.4-15 is een praktische toepassing van een clampschakeling getekend.

Het ingangssignaal bestaat uit een aantal grote signaalpieken, die echter verontreinigd zijn met veel meer kleinere stoorpiekjes. Het is de bedoeling dat men het aantal signaalpieken meet.
Als men dit signaal zonder meer aan een digitale pulsteller zou aanleggen, dan zou deze meter niet alleen de grote signaalpieken registreren, maar ook de kleinere stoorpieken. De meter zou dus een veel te hoog aantal pulsen registreren. Door het tussen schakelen van een clampkring kan men dit probleem oplossen. Het volstaat de clampspanning zo in te stellen dat zij iets groter is dan de amplitude van de stoorsignalen. De uitgangsspanning van de clamper zal vrij zijn van stoorpulsen en alleen de grote signaalpieken bevatten. Als men dit signaal nu aan de ingang van de pulsteller legt zal dit apparaat alleen het aantal signaalpulsen registreren.

In de praktijk is de ingangsversterker van iedere goede digitale frequentie- en periodemeter uitgerust met een instelbare clampkring.



Figuur 3/12.4-15: Een clamp wordt bij deze toepassing gebruikt voor het weg filteren van ongewenste kleine stoorpulsen uit een signaal.

De clampspanning is regelbaar met behulp van een potentiometer op de frontplaat.
Op deze manier kan men ongewenste stoorsignalen uit het signaal filteren.

Een tweede toepassing van clampschakelingen is het vastleggen van de onderzijde of de bovenzijde van een signaal op een bepaalde referentiespanning. Dergelijke schakelingen worden bijvoorbeeld gebruikt in een TV om het zwartniveau van het videosignaal op een constante waarde te clampen, onafhankelijk van de inhoud van de geschreven lijn.

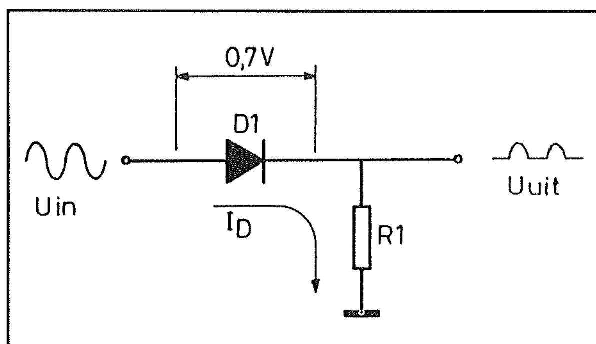
3/12.5

Op-amp's als gelijkrichters en detectoren

Inleiding

Definities
In de meest algemene betekenis van het woord betekent gelijkrichten "het omzetten van een wisselspanning in een gelijkspanning". In dezelfde meest algemene betekenis is een detector een schakeling die een bepaalde parameter van een signaal, bijvoorbeeld de maximale topwaarde, in de gaten houdt en/of meet.

Er bestaan verschillende soorten gelijkrichters en detectoren, die allemaal hun specifieke eigenschappen en dus ook toepassingen hebben. In dit hoofdstuk zal het gebruik van operationele versterkers besproken worden voor het opbouwen van de meest gebruikte detectie- en gelijkricht-schakelingen.



Figuur 3/12.5-1: Een silicium diode en een weerstand als meest eenvoudige halve periode gelijkrichter.

Aan de orde zullen komen:
- de halve periode gelijkrichter;
- de volle periode gelijkrichter;
- de precisie gelijkrichter;
- het anti-rimpel filter;
- de top detector;
- de precisie top detector;
- de slope detector.

De halve periode gelijkrichter

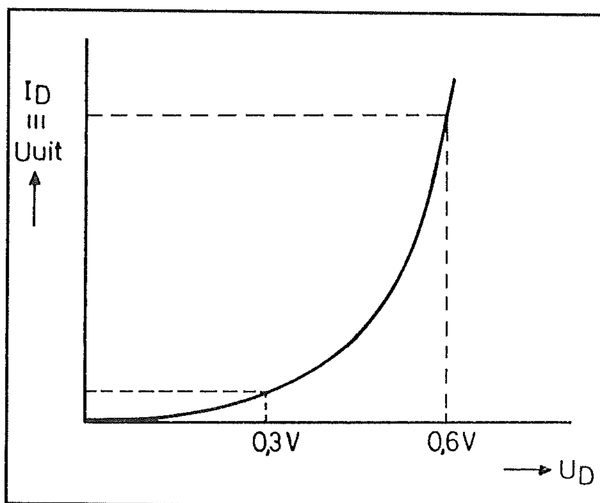
De silicium diode als gelijkrichter
In principe kan men een eenvoudige gelijkrichter samenstellen volgens het schema van figuur 3/12.5-1.

De diode zal gaan geleiden als de anode positiever is dan de kathode en gaan sperren als de anode negatiever is dan de kathode. Als men dus aan de ingang van de schakeling een wisselspanning zet, dan zal de diode alleen geleiden bij de positieve halve perioden van het signaal. Het gevolg is dat er dan een stroom door de keten vloeit. Deze stroom wekt over de weerstand een spanning op, die gelijkvormig is aan het positieve verloop van het ingangssignaal.
Als de ingangsspanning negatief wordt, dan spert de diode en zal er geen stroom

door de keten vloeien. Over de weerstand valt geen spanning, de uitgangsspanning is 0 V.

De niet ideale diode

Deze eenvoudige schakeling heeft een aantal nadelen.
Een diode is namelijk alles behalve een ideale schakelaar.
De stroom-spanning karakteristiek van een silicium diode is getekend in figuur 3/12.5-2.



Figuur 3/12.5-2: De stroom-spanning karakteristiek van een silicium diode.

Uit deze karakteristiek kan men afleiden dat over een geleidende diode een spanning ontstaat, die afhankelijk is van de stroom door de diode. Deze spanning staat tussen de in- en de uitgangsspanning van de gelijkrichter, met als gevolg dat de uitgangsspanning van de schakeling niet gelijk is aan de ingangsspanning, maar altijd kleiner.
De gemiddelde spanning over een geleidende Si-diode bedraagt ongeveer 0,65 V. Het gevolg is dat de uitgangsspanning altijd 0,65 V kleiner zal zijn dan de ingangsspanning.

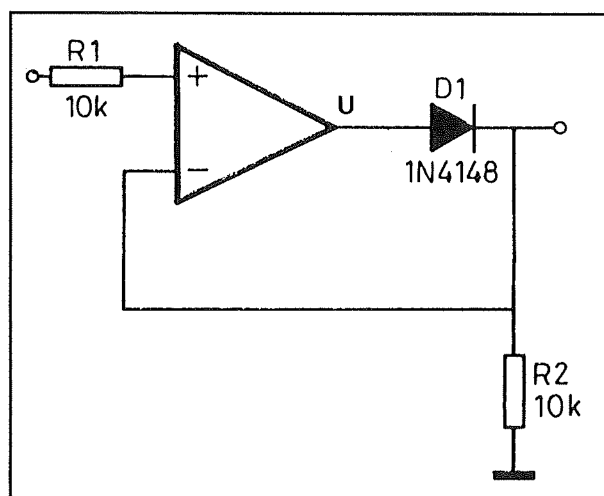
Bovendien is dat verband tussen spanning en stroom alles behalve lineair. Hetgeen er op wijst dat de inwendige weerstand van een diode niet constant is! Als de spanning over de diode laag is, dan zal de diode een vrij hoge inwendige weerstand hebben. Deze weerstand staat in serie met de weerstand R1. Het gevolg is dat het grootste gedeelte van de kleine ingangsspanning over de diode valt en er nauwelijks een signaal over de weerstand R1 ontstaat!
Vandaar dat deze schakeling absoluut ongeschikt is om wisselspanningssignalen die kleiner zijn dan 1 V gelijk te richten. Er verschijnt nauwelijks een spanning op de uitgang en het verband tussen deze spanning en de ingangsspanning is alles behalve lineair. Eerst bij ingangsspanningen van meer dan 1 V is de inwendige weerstand van de diode zo laag geworden dat zij verwaarloosbaar is ten opzichte van de waarde van de weerstand R1. Er bestaat dan wel een lineair verband tussen de in- en de uitgangsspanning, maar nog steeds met een spanningsverschil van ongeveer 0,65 V. Met deze geleidingsspanning die over de diode staat moet men altijd rekening houden!

Conclusie: het DR-netwerkje is uitstekend bruikbaar voor het gelijkrichten van grote wisselspanningen, waarbij de nauwkeurigheid geen rol speelt. Dergelijke gelijkrichters treft men aan in iedere voeding, waar geen eisen worden gesteld aan de nauwkeurigheid van de gelijkrichting. Komt het er op aan een wisselspanningssignaal gelijk te richten voor meetdoeleinden, dan is deze schakeling volledig onbruikbaar.

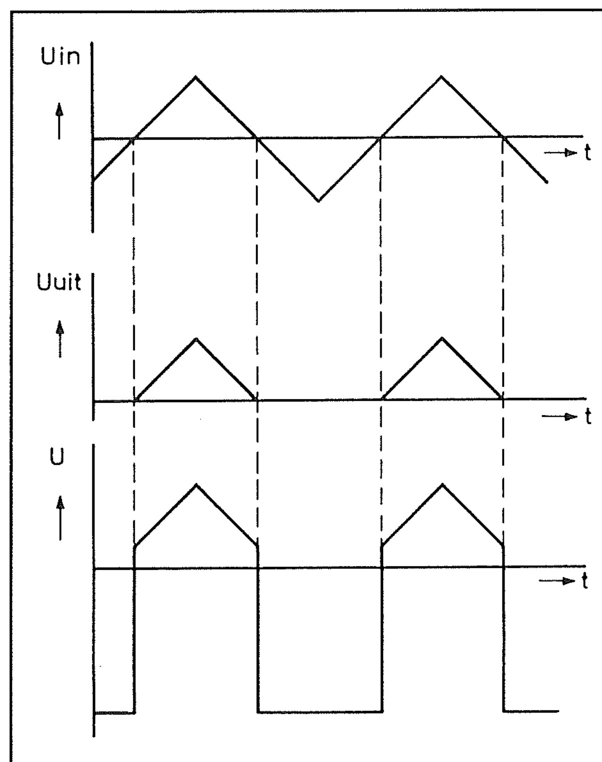
12.5 Op-amp's als gelijkrichters en detectoren

De op-amp oplossing

Met behulp van een operationele versterker en een extra weerstand kan men de diode-schakeling omvormen tot een zeer nauwkeurige halve periode gelijkrichter. Het basisschema van de schakeling is getekend in figuur 3/12.5-3.



Figuur 3/12.5-3: Het basisschema van de halve periode gelijkrichter met operationele versterker.



Figuur 3/12.5-4: De werking van de op-amp gelijkrichter grafisch toegelicht.

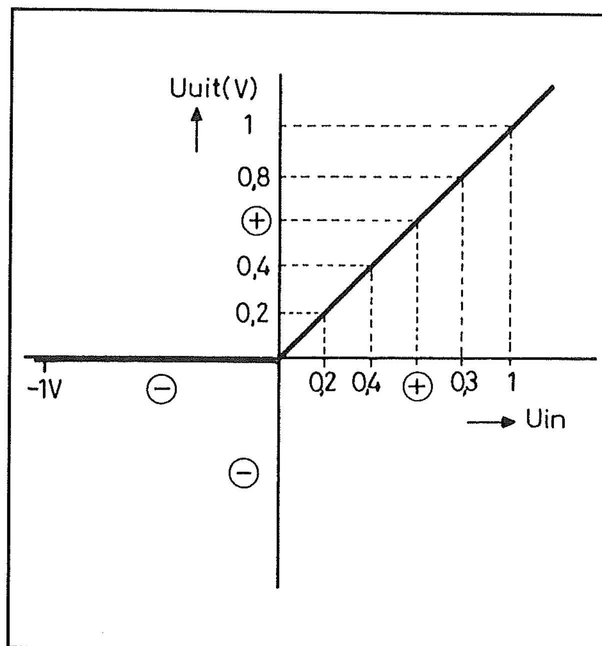
De gelijk te richten wisselspanning gaat via de weerstand R1 naar de niet-inverterende ingang van de op-amp. Tussen de uitgang van de op-amp en de uitgang van de schakeling is een silicium-diode D1 opgenomen.
Deze wordt afgesloten met een weerstand naar de massa. Het signaal over de weerstand wordt teruggekoppeld naar de inverterende ingang.
De operationele versterker is dus teruggekoppeld en zal er onder alle omstandigheden naar streven het spanningsverschil tussen beide ingangen nul te maken.

De werking van de schakeling wordt toegelicht aan de hand van de grafieken van figuur 3/12.5-4.

Stel dat aan de ingang een spanning van +0,1 V wordt aangelegd. Deze spanning komt via de weerstand R1 terecht op de niet-inverterende ingang van de op-amp. De schakeling zal er voor zorgen dat ook de spanning op de inverterende ingang gelijk wordt aan +0,1 V. Dat kan alleen als over de weerstand R2 dezelfde spanning ontstaat.
Tussen de uitgang van de op-amp en deze weerstand staat echter de diode D1 geschakeld. Wil over de weerstand R2 een spanning van +0,1 V ontstaan, dan zal de diode in geleiding gestuurd moeten worden. De uitgang van de op-amp stelt zich in op een spanning van ongeveer +0,75 V. De diode gaat geleiden en de stroom die door de geleidende diode vloeit wekt over de weerstand R2 een spanning van +0,1 V op.

Besluit: de schakeling zorgt er voor dat, als aan de ingang een positieve spanning wordt gelegd, dezelfde spanning wordt terug gevonden op de uitgang van de schakeling.

Stel nu dat aan de ingang een negatieve spanning wordt gelegd. Ook deze spanning komt onverzwakt op de niet-inverterende ingang te staan. De schakeling zal proberen ook nu de inverterende ingang op deze spanning in te stellen. De uitgang van de op-amp wordt dus negatief gestuurd.
Maar nu gaat de diode D1 sperren. Het gevolg is dat er geen stroom wordt doorgelaten en dat er over de weerstand R2 geen spanning ontstaat. Om toch te proberen aan de spanningsgelijkheid tussen beide ingangen te voldoen stuurt de op-amp zijn uitgang maximaal negatief. Natuurlijk zonder resultaat, want de diode blijft sperren.



Figuur 3/12.5-5: De ideale transferkarakteristiek van de op-amp gelijkrichter.

Conclusie: bij negatieve spanningen aan de ingang wordt de uitgang van de op-amp maximaal negatief uitgestuurd, maar blijft de uitgangsspanning van de schakeling op 0 V staan.

Eigenschappen van de schakeling
Deze schakeling is dus een ideale halve periode gelijkrichter. Zelfs een wisselspanningssignaaltje van 10 mV wordt perfect gelijkgericht!
Als men de transferkarakteristiek van deze halve periode gelijkrichter zou opstellen ontstaat de grafiek van figuur 3/12.5-5.

In het linker deel van de grafiek (dat deel waar zowel de in- als de uitgangsspanningen negatief zijn) ontstaat een horizontale rechte lijn. In het rechter deel van de grafiek (dat deel waar zowel in- als uitgangsspanningen positief zijn) ontstaat een rechte lijn onder een hoek van 45°. Een ingangsspanning van +0,123 V wekt een uitgangsspanning op van +0,123 V! Dit uiteraard in de veronderstelling dat de offset van de operationele versterker geen roet in het eten gooit. Maar het is, zoals bekend, vrij eenvoudig om de offsetspanning van een operationele versterker extern te compenseren. Zie de hoofdstukken 3/12.1 en 3/12.2 voor offsetcompensatie technieken.

Voor- en nadelen van de schakeling
Deze halve periode gelijkrichter heeft als groot voordeel dat de schakeling zeer eenvoudig is. Als men de gelijkgerichte spanning wil meten, dan volstaat het de schakeling af te sluiten met een zeer eenvoudig afvlakfilter.
Zo'n filter bestaat uit een weerstand en een condensator. De condensator wordt via de weerstand opgeladen tot de topwaarde van de positieve halve perioden

die op de uitgang van de gelijkrichter ontstaan.
Legt men aan de ingang van de schakeling een sinusoidale wisselspanning met een amplitude van 0,3 V, dan zal de condensator van het afvlakfilter opladen tot +0,3 V. Deze gelijkspanning kan nadien met een digitale universeelmeter of een LED-schaal nauwkeurig gemeten worden.

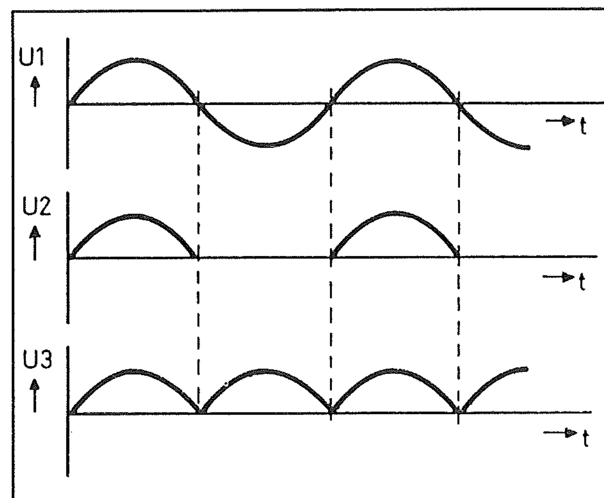
De schakeling heeft echter ook een groot nadeel.
Dat is een rechtstreeks gevolg van het feit dat de uitgang van de op-amp vastloopt tegen de negatieve voedingsspanning als aan de ingang een negatieve spanning wordt gelegd. Als nadien deze spanning weer positief wordt moet de uitgang van de op-amp opeens van maximaal negatief naar positief omschakelen. Nu hebben operationele versterkers maar een beperkte snelheid. Het omschakelen van een dergelijke grote negatieve spanning naar een positieve spanning duurt een bepaalde tijd.
Daardoor zal het frequentiebereik van deze schakeling tamelijk beperkt zijn. Met een normale op-amp zoals een 741 kan men deze schakeling gebruiken tot enkele kHz.

De volle periode gelijkrichter

Inleiding

De halve periode gelijkrichter uit het vorige subhoofdstuk laat de positieve halve perioden van een wisselspanningssignaal door en spert de negatieve.
Dat is een niet erg economische manier van werken en vandaar dat men schakelingen heeft ontwikkeld die zowel de positieve als de negatieve halve perioden in de gelijkrichting betrekken.
Vaak wordt dit soort gelijkrichters "dubbelfazige gelijkrichters" genoemd. Een verkeerde omschrijving, omdat het begrip "fase" iets heel anders omschrijft dan een van de helften van een wisselspanningsperiode. De enige juiste naam van een dergelijke gelijkrichter is "volle periode gelijkrichter"!

Het verschil tussen het uitgangssignaal van een halve periode gelijkrichter en een volle periode gelijkrichter is geschetst in figuur 3/12.5-6.



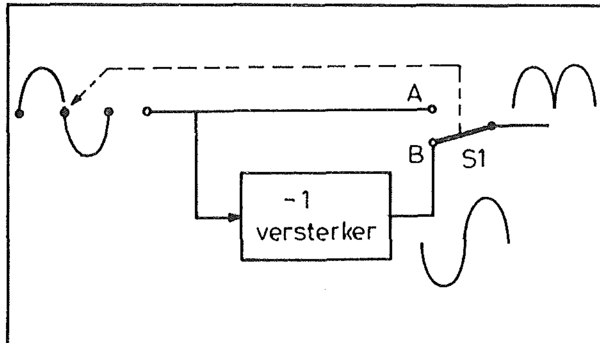
Figuur 3/12.5-6: Het verschil tussen halve en volle periode gelijkrichting.

De negatieve halve perioden van het ingangssignaal worden als het ware omgeklapt rond de tijd-as. De negatieve spanningen worden dus omgezet in even grote positieve spanningen.

Het principe van volle periode gelijkrichting

Het principe van de schakeling is getekend in figuur 3/12.5-7.

12.5 Op-amp's als gelijkrichters en detectoren

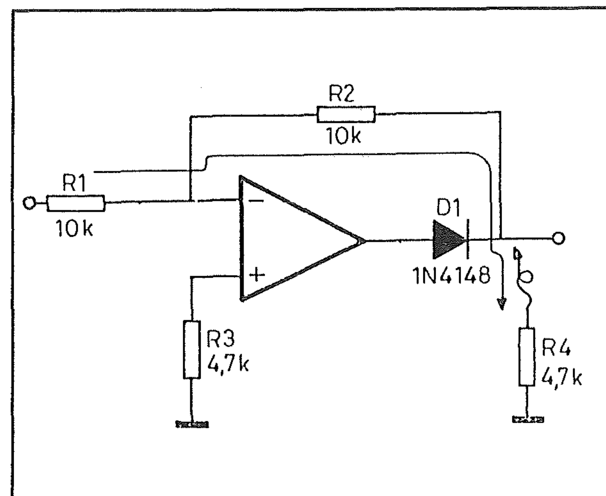


Figuur 3/12.5-7: Het principe van de volle periode gelijkrichting.

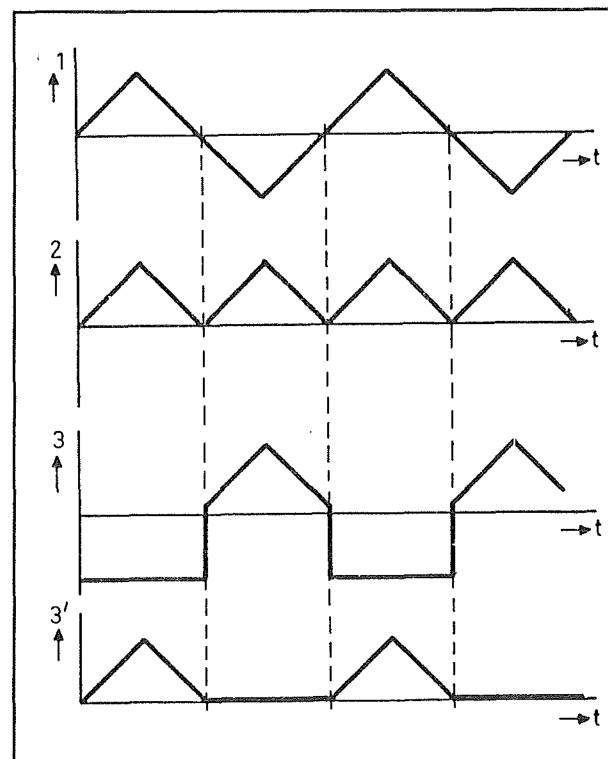
De ingangsspanning gaat naar één contact van een elektronische omschakelaar S1. Maar daarnaast gaat het ingangssignaal ook naar een -1 versterker, dus een inverter. Het uitgangssignaal van deze trap gaat naar het tweede contact van de elektronische omschakelaar.
Als de ingangsspanning positief is staat de schakelaar in stand A. Het signaal gaat rechtstreeks naar de uitgang. Wordt de ingangsspanning negatief, dan schakelt de schakelaar om. Het uitgangssignaal van de inverter gaat nu naar de uitgang. Het gevolg is dat de uitgangsspanning steeds positief is. De elektronische omschakelaar schakelt dus om bij de nuldoorgang van het ingangssignaal.

De op-amp schakeling

Het praktische schema van een volle periode gelijkrichter met een operationele versterker is getekend in figuur 3/12.5-8. Men herkent in grote lijnen het basisschema van de inverterende versterker (zie hoofdstuk 3/12.2). De inverterende ingang gaat via een weerstand R1 naar de ingangsspanning en via een even grote weerstand R2 naar de uitgang. De niet-inverterende ingang gaat via een weerstand R3 naar de massa. Het enige verschil is dat er nu een diode D1 tussen de uitgang van de op-amp en de uitgang van de schakeling staat.



Figuur 3/12.5-8: Het praktische schema van de volle periode gelijkrichter.



Figuur 3/12.5-9: De werking van de volle periode gelijkrichter grafisch toegelicht.

12.5 Op-amp's als gelijkrichters en detectoren

De werking van de schakeling wordt toegelicht aan de hand van de grafieken in figuur 3/12.5-9.

Stel dat aan de ingang van de schakeling een positieve spanning wordt aangeboden. Deze spanning zal via weerstand R1 op de inverterende ingang van de op-amp terecht komen. Deze ingang heeft echter een zeer hoge impedantie, zodat de spanning niet verzwakt wordt. De inverterende ingang wordt nu positiever dan de niet-inverterende ingang. Het gevolg is dat de uitgang van de op-amp negatief wordt gestuurd. Deze negatieve spanning komt op de anode van D1 terecht. Het gevolg is dat de diode gaat sperren. Het lijkt dus net alsof de uitgang van de op-amp wordt losgekoppeld van de rest van de schakeling.
De ingangsspanning, die via weerstand R1 op de inverterende ingang was gekomen, gaat nu verder via weerstand R2 naar de uitgang van de schakeling.

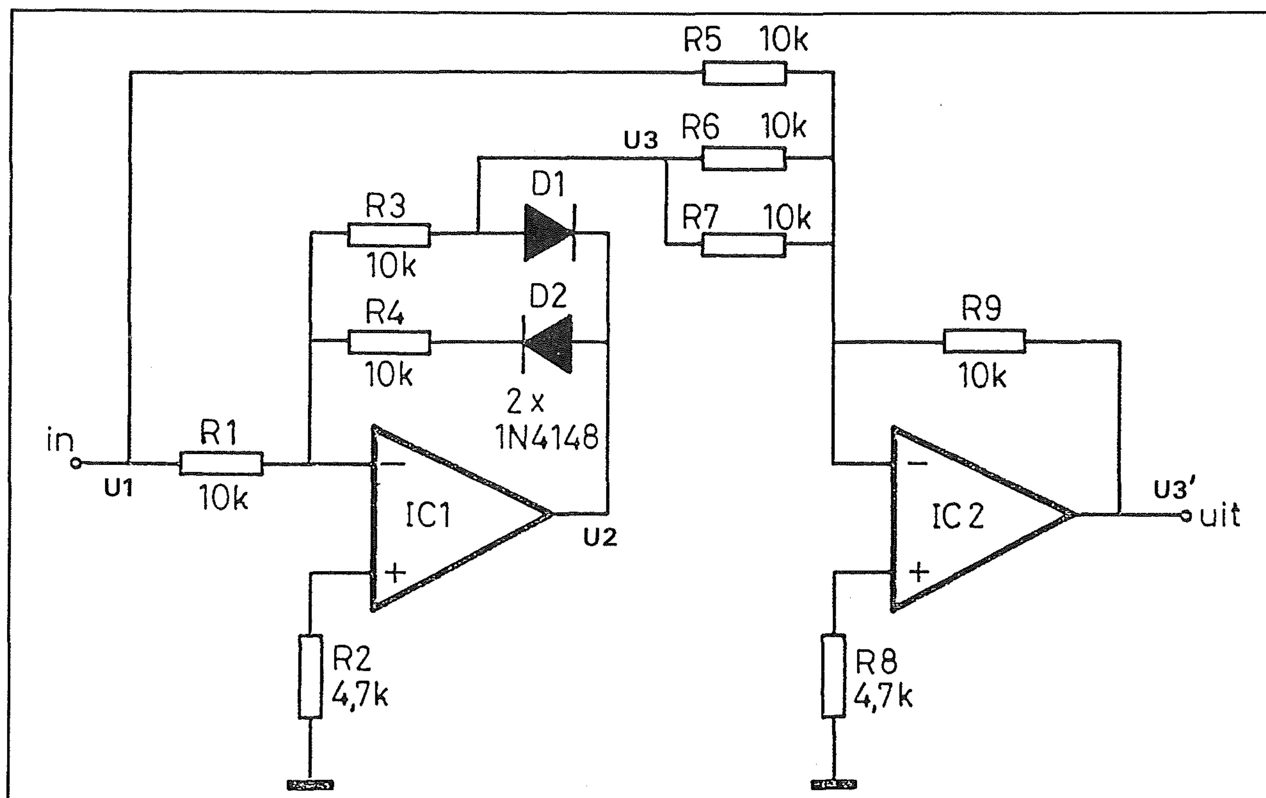
Conclusie: positieve ingangsspanningen gaan via beide weerstanden onverzwakt naar de uitgang van de schakeling. Een ingangsspanning van +0,123 V staat als +0,123 V op de uitgang.

Stel nu dat er op de ingang een negatieve spanning wordt gelegd. Ook deze spanning komt via weerstand R1 op de inverterende ingang. Deze ingang wordt negatiever dan de niet-inverterende ingang, het gevolg is dat de uitgang van de op-amp positief wordt uitgestuurd. De diode D1 gaat nu geleiden, de uitgang van de schakeling wordt positief. Deze positieve spanning wordt via de weerstand R2 teruggekoppeld naar de inverterende ingang. De schakeling werkt nu als een normale inverterende versterker. Doordat R1 en R2 even groot zijn zal de schakeling ervoor zorgen dat de spanning op de uitgang even groot wordt als de spanning op de ingang, maar uiteraard met tegengestelde polariteit.
Een ingangsspanning van -0,123 V wordt dus omgezet in een uitgangsspanning van +0,123 V!

Algemene conclusie: de schakeling werkt inderdaad als volle periode gelijkrichter. Positieve spanningen gaan onverzwakt naar de uitgang, negatieve spanningen worden geïnverteerd en verschijnen dus ook als positieve spanningen op de uitgang.

Nadelen van de schakeling
Ook deze schakeling heeft als nadeel dat de operationele versterker gedurende de helft van de periode volledig negatief wordt uitgestuurd.
Met als gevolg dat het frequentiebereik zeer klein is. Ook nu moet immers de uitgangsspanning van de op-amp bij het nulpunt van de ingangsspanning opeens omschakelen van een grote negatieve naar een kleine positieve spanning. Dit duurt tamelijk lang.

Maar een tweede nadeel is dat de werking van de schakeling wordt beïnvloed door de belasting. Stel dat de schakeling wordt belast door een weerstand R4. Deze weerstand stelt de ingangsimpedantie voor van de schakeling die op de volle periode gelijkrichter is aangesloten. Het gevolg is dat, bij een positieve spanning aan de ingang, er een stroom door de drie weerstanden R1, R2 en R4 gaat vloeien. Een deel van de ingangsspanning zal over de weerstanden R1 en R2 blijft staan en er zal dus een spanningsverschil ontstaat tussen de ingang en de uitgang.



Figuur 3/12.5-10: Het praktische schema van de zeer nauwkeurige gelijkrichter.

De nauwkeurigheid van de gelijkrichting wordt dus beïnvloed door de grootte van de belastingsweerstand.
Datzelfde geldt overigens niet als de ingangsspanning negatief is! Dan, immers, zal de operationele versterker er via de terugkoppeling R2 voor zorgen dat de uitgangsspanning gelijk blijft aan de geïnverteerde waarde van de ingangsspanning.

Wil men deze schakeling gebruiken om een wisselspanning zeer nauwkeurig gelijk te richten, dan moet de schakeling afgesloten worden met een zeer hoge ingangsimpedantie.
In de praktijk zit er niets anders op dan achter de schakeling een spanningsbuffer te schakelen. Een dergelijke schakeling heeft immers een ingangsimpedantie die onmeetbaar hoog is.

De precisie gelijkrichter

Inleiding

Wil men de schakeling van figuur 3/12.5-8 in de praktijk toepassen, dan zal men er steeds een tweede operationele versterker, geschakeld als spanningsbuffer, moeten achter schakelen. Men heeft een alternatieve schakeling ontwikkeld, die ook gebruik maakt van twee operationele versterkers en die vrij is van alle genoemde nadelen. Deze schakeling werkt zo nauwkeurig dat zij vaak gebruikt wordt

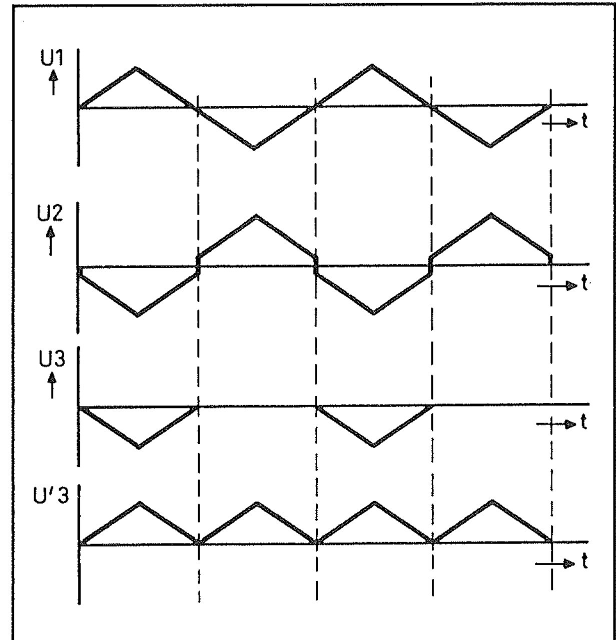
als gelijkrichter in digitale universeelmeters. Vandaar dat men deze schakeling "de precisie gelijkrichter" noemt.

Het praktische schema

Het praktische schema van de precisie gelijkrichter is getekend in figuur 3/12.5-10.

Rond operationele versterker IC1 kan men voor een deel het vorige schema herkennen. Maar om er voor te zorgen dat de schakeling nooit in open lus werkt, wordt een extra weerstand met diode tussen de inverterende ingang en de uitgang geschakeld. Deze kring R4/D2 zorgt ervoor dat ook als D1 gaat sperren er toch een weerstand tussen de ingang en de uitgang geschakeld is, zodat de versterking klein blijft en de uitgangsspanning van de op-amp niet vast loopt tegen de negatieve voedingsspanning.
Het tweede deel van de schakeling rond IC2 is een inverterende mengversterker. Deze zal de signalen op de punten U1 en U3 bij elkaar optellen. Op deze manier wordt voorkomen dat de belasting een negatieve invloed kan hebben op de nauwkeurigheid van de schakeling.

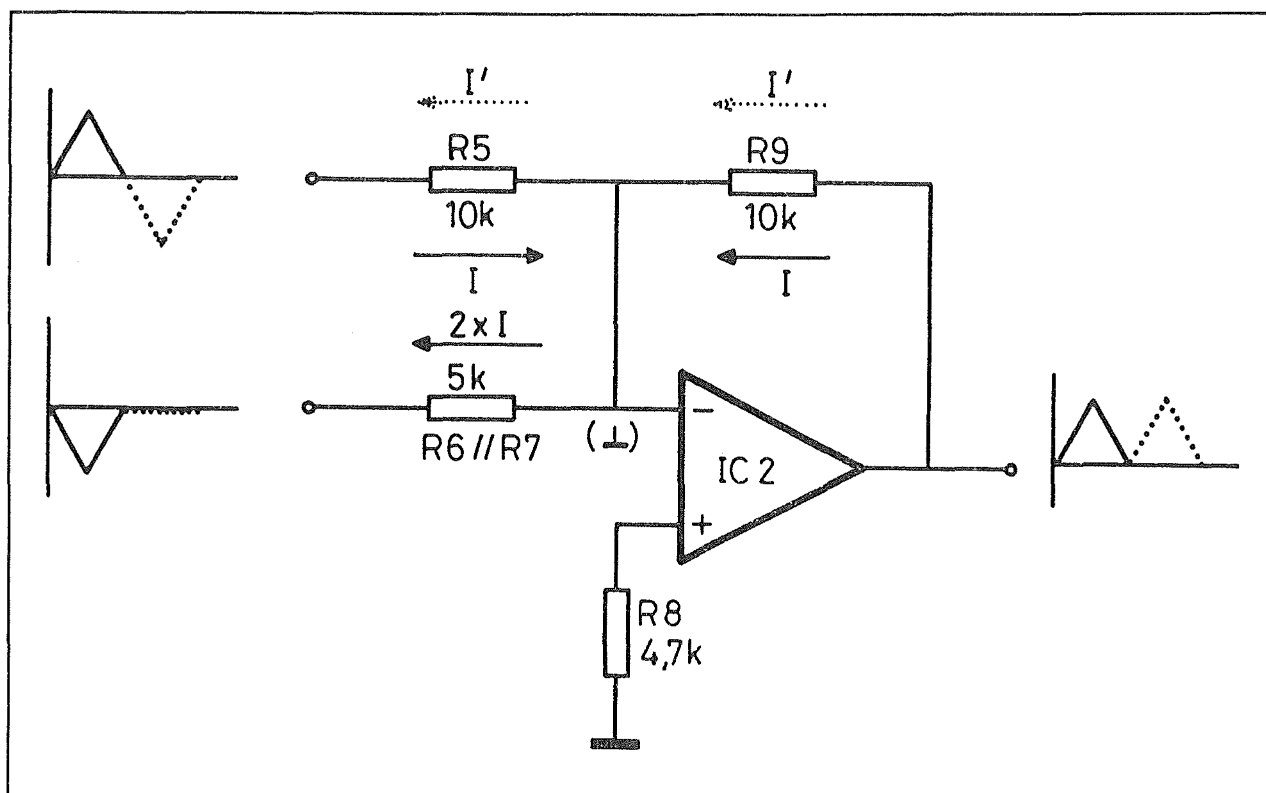
Voorwaarde is wel dat de diverse weerstandswaarden in de schakeling heel precies aan elkaar gelijk zijn. Voor de weerstanden R1, R3, R5, R6, R7 en R9 moeten minstens 1% weerstanden gebruikt worden. Gelukkig hebben al deze onderdelen een identieke waarde, zodat men deze kan vervangen door een weerstandsnetwerk waar zes identieke weerstanden in verwerkt zijn.
De werking van de schakeling wordt toegelicht aan de hand van de grafieken in figuur 3/12.5-11 en aan de hand van het deelschema in figuur 3/12.5-12.



Figuur 3/12.5-11: De werking van de nauwkeurige gelijkrichter grafisch toegelicht.

Stel dat aan de ingang een positieve spanning wordt aangelegd. Deze spanning zal, dank zij de werking van IC1, even groot maar negatief terug te vinden zijn op punt U3. De positieve ingangsspanning zal een bepaalde stroom I in de getekende richting door de weerstand R5 sturen. Door de parallel schakeling van de weerstanden R6 en R7 loopt een twee maal zo grote stroom 2I in de tegengestelde richting. De spanningen op de punten U1 en U3 zijn immers even groot, maar tegengesteld en de vervangingswaarde van R6 parallel aan R7 is de helft van de waarde van R5.
Het gevolg is dat er een stroom I via weerstand R9 naar de inverterende ingang van IC2 moet aangevoerd worden. Alleen dan vloeien er 2 x I naar dat punt en vloeien er ook weer 2 x I vandaan! Uit de richting waarin deze stroom door de weerstand R9 vloeit kan men afleiden dat de uitgang van IC2 positief wordt.

12.5 Op-amp's als gelijkrichters en detectoren



Figuur 3/12.5-12: Aan de hand van dit deelschema wordt de stroomloop in de inverterende versterker bestudeerd.

Maar omdat de weerstanden R5 en R9 even groot zijn, moeten ook de spanningsvallen over beide onderdelen even groot zijn.
Over R5 staat de ingangsspanning, over R9 staat dus ook een spanning die gelijk is aan de ingangsspanning.
Omdat het knooppunt van beide weerstanden aan de massa ligt (het virtuele nulpunt van de inverterende ingang!) zal de uitgangsspanning van de schakeling exact gelijk zijn aan de ingangsspanning. De nauwkeurigheid van deze gelijkheid wordt alleen bepaald door de mate waarin de weerstanden aan elkaar gelijk zijn!

Conclusie: als aan de ingang een positieve spanning wordt gelegd, dan verschijnt dezelfde spanning op de uitgang van de gelijkrichter.

Stel vervolgens dat er een negatieve spanning op de ingang wordt aangesloten. Op punt U3 staat nu geen spanning, vanwege de werking van de halve periode gelijkrichter rond IC1. De diode D1 spert en de inverterende ingang van IC1 staat op 0 V. Er vloeit bijgevolg geen stroom door de weerstand R6//R7. Wel vloeit er een stroom I' door de weerstand R5. Deze vloeit uiteraard in de tegengestelde richting van I naar de negatieve ingangsspanning toe. Deze stroom moet ergens vandaan komen. Dat kan alleen vanuit R9 en men stelt vast dat door deze weerstand nu een stroom I' vloeit, die wél in dezelfde richting vloeit als eerst bij een positieve ingangsspanning. De uitgangsspanning wordt nu dus weer positief en wel met een grootte die precies gelijk is aan de grootte van de ingangsspanning.

Conclusie: een negatieve ingangsspanning wordt omgezet in een positieve spanning met dezelfde absolute grootte als de ingangsspanning.

Besluit

De schakeling werkt als ideale volle periode gelijkrichter.

Nog even de voordelen op een rijtje.

- De nauwkeurigheid van de gelijkrichting is alleen afhankelijk van de offset van de operationele versterkers en van de nauwkeurigheid van zes weerstanden. De eerste parameter kan gemakkelijk gecompenseerd worden, de twee grootheid heeft men zelf in de hand. Men kan 0,1% weerstanden inzetten, die tegenwoordig als netwerkje te koop zijn.
- Het frequentiebereik is groot, omdat de operationele versterkers steeds in gesloten lus werken en er op de uitgangen van de op-amp's geen grote spanningssprongen ontstaan. De slew-rate van de schakelingen speelt dus geen grote rol.
- De gelijkgerichte uitgangsspanning wordt afgenomen van de uitgang van IC2.

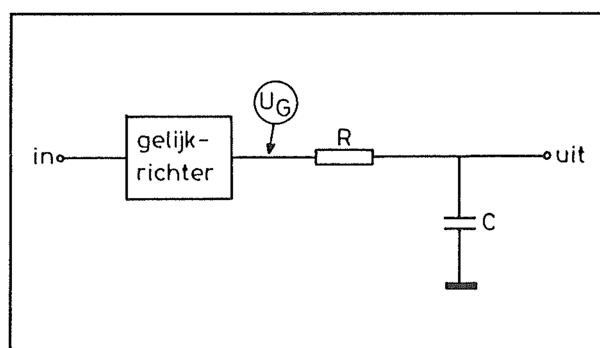
  De impedantie van dat punt is zeer laag met als gevolg dat de belastingsimpedantie van de schakeling geen enkele rol speelt.
- Door de zeer lage uitgangsimpedantie kan men het afvlakfilter dat meestal na de gelijkrichter noodzakelijk is uitvoeren met een kleine tijdconstante. Daardoor zal de afgevlakte spanning zeer snel de nieuwe waarde van de ingangsspanning overnemen. Dat is een belangrijke eigenschap als men de schakeling gebruikt in digitale meters. Het is namelijk de bedoeling dat de uitlezing zeer snel de waarde van de wisselspanning aan de ingang aangeeft en er geen seconden over doet om naar die waarde te streven!

Het anti-rimpel filter

Inleiding

De in de vorige paragrafen beschreven gelijkrichters leveren een pulserende gelijkspanning af. In de meeste gevallen is dat signaal niet zonder meer bruikbaar. Meestal is het immers de bedoeling dat de gelijkgerichte spanning wordt gemeten en dan moet men de beschikking hebben over een zo glad mogelijk verlopende spanning.

De standaard oplossing daarvoor is de gelijkrichter afsluiten met een RC-filter, zoals geschetst in figuur 3/12.5-13.



Figuur 3/12.5-13: Het afvlakken van de pulserende gelijkspanning die de gelijkrichters afleveren.

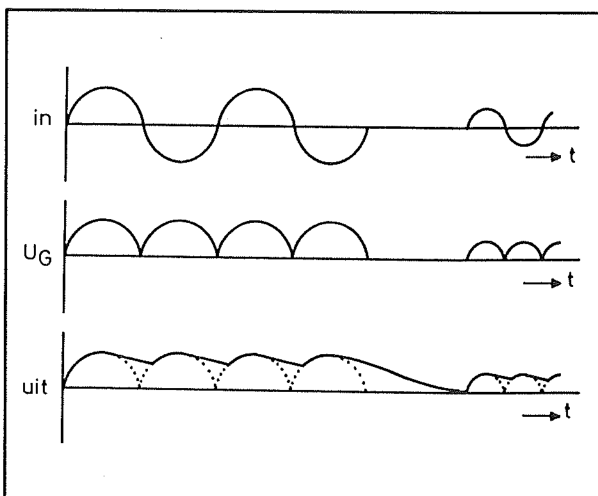
De werking wordt duidelijk bij bestudering van de grafieken in figuur 3/12.5-14.

Als de uitgangsspanning van de gelijkrichter positief wordt, zal er een stroom door de weerstand R gaan vloeien. Deze stroom laadt de condensator C op. Dat laden gaat

12.5 Op-amp's als gelijkrichters en detectoren

vrij snel, zodat de spanning over de condensator vrij nauwkeurig het spanningsverloop van de uitgangsspanning van de condensator volgt.
Als de halve sinus zijn topwaarde heeft bereikt is de condensator ook tot deze waarde opgeladen. Vervolgens gaat de spanning op de uitgang van de gelijkrichter weer dalen. De condensator wordt nu niet meer opgeladen, maar gaat via de weerstand R ontladen. Dat ontladen gaat echter trager, een gevolg van de niet identieke laad- en ontlaadkarakteristieken van een condensator. Het gevolg is dat de condensatorspanning achter ijlt op de uitgangsspanning en de kloof tussen de halve sinussen dus min of meer gedicht wordt.

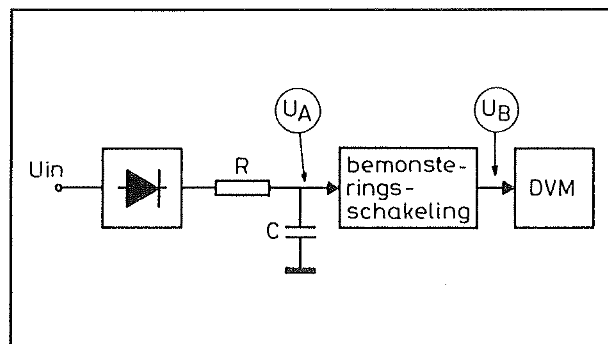
Het resultaat is een min of meer gladgestreken signaal, waarvan de gemiddelde waarde rechtstreeks afhankelijk is van de topwaarde van het signaal dat uit de gelijkrichter komt.
Het verschil tussen deze gemiddelde waarde en de topwaarde kan bij het ijken van de meter die de spanning meet afgeregeld worden.



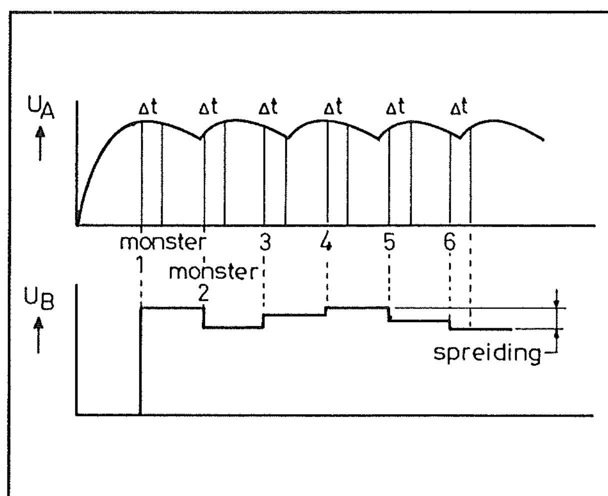
Figuur 3/12.5-14: De werking van het afvlakfilter.

Nadelen van het passief RC-filter
Het passieve RC-afvlakfilter heeft als nadeel dat er toch een rimpel blijft bestaan op het gefilterde signaal. Dat kan een probleem zijn als men gelijkrichter + filter gebruikt in combinatie met een erg snel werkende digitale meter.

Wat er dan kan gebeuren is geschetst in de figuren 3/12.5-15 en -16.



Figuur 3/12.5-15: Het bemonsteren van de uitgangsspanning van het afvlakfilter.



Figuur 3/12.5-16: Door het bemonsteringsproces en de rimpel op de afgevlakte spanning kan er spreiding op de meting ontstaan.

12.5 Op-amp's als gelijkrichters en detectoren

Een snelle analoog naar digitaal converter, het hart van iedere digitale voltmeter, neemt gedurende een zeer kleine tijds Δt een monstertje van het te meten ingangssignaal.
Dit monster wordt omgezet in een digitale code, die nadien op de uitlezing van de digitale meter wordt gezet. De kans is erg groot dat de uitlezing van de meter niet stabiel is, maar van meting tot meting een spreiding van enige tientallen mV vertoont. Een verschijnsel dat bekend staat onder de naam "jitter".

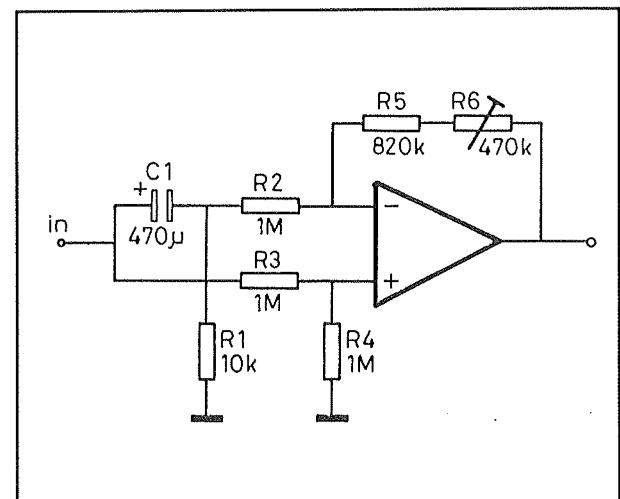
Dat verschijnsel valt gemakkelijk ter verklaren aan de hand van de grafieken. Monster 1 wordt genomen op het moment dat de uitgangsspanning van het filter maximaal is. Monster 2, echter, wordt genomen op het moment dat deze spanning minimaal is. Tussen beide metingen zit een verschil gelijk aan de grootte van de rimpelspanning op de uitgang van het afvlakfilter. Bij de eerste meting zal dus de digitale voltmeter een grotere waarde aanduiden dan bij de tweede meting.

Nu kan men proberen de rimpel zo klein mogelijk te maken door het verhogen van de waarden van de componenten van het RC-filtertje. De afvlakking van het gelijkgerichte signaal wordt dan inderdaad beter, maar het duurt ook veel langer alvorens de condensator zich aan heeft gepast aan een nieuwe waarde van de wisselspanning aan de ingang van de gelijkrichter.

Een anti-rimpel filter

Door middel van een eenvoudige schakeling met een operationele versterker kan men een ideaal anti-rimpel filter maken, dat niet geplaagd wordt door enige traagheid van betekenis.

Het praktische schema is getekend in figuur 3/12.5-17.



Figuur 3/12.5-17: De praktische schakeling van het anti-rimpel filter.

In feite is deze schakeling niets anders dan een verschilversterker. Vier even grote weerstanden R2, R3, R4 en R5+R6 zijn op de voor verschilversterkers specifieke manier rond de operationele versterker geschakeld.
Beide ingangen van de verschilversterker worden nu echter gestuurd uit één ingangsspanning, de spanning die ontstaat over de condensator van het afvlakfilter.
Deze spanning gaat via R3 rechtstreeks naar een ingang van de verschilversterker. De tweede ingang wordt echter uit het signaal gestuurd via tussenschakeling van een CR-filter C1/R1. Dit filter zal alleen de rimpel doorlaten.
Aan de componenten van dit filter moeten de volgende eisen gesteld worden. De weerstand R1 moet klein zijn ten opzichte van de weerstanden van de verschilversterker. Men adviseert een verhouding van 1/100. In het getekende voorbeeld is de verschilversterker uitgerust met weerstanden van 1 MΩ, vandaar dat R1 gelijk moet

zijn aan 10 kΩ. Wil het CR-netwerk de rimpelspanning onverzwakt doorkoppelen naar de tweede ingang van de verschilversterker, dan is het noodzakelijk dat de condensator erg groot is. Vandaar dat een elco van 470 µF wordt ingeschakeld.

Hoe werkt deze schakeling?
De ingangsspanning is samengesteld uit twee componenten. Op de eerste plaats een gelijkspanning U_{dc}, op de tweede plaats een rimpelspanning U_{ac} die op deze gelijkspanning gesuperponeerd is. De gelijkspanning gaat alleen naar de onderste ingang van de verschilversterker, het CR-netwerk spert immers gelijkspanningen.
De rimpelspanning gaat naar beide ingangen. De verschilversterker berekent het verschil tussen beide ingangsspanningen. De uitgangsspanning van de verschilversterker is dus gelijk aan:
$U_{uit} = (U_{dc} + U_{ac}) - U_{ac}$
$U_{uit} = U_{dc}$
De rimpelspanning is dus volledig verdwenen!
In een praktische schakeling kan men de gelijkheid van de weerstanden instellen door het verdraaien van de loper van instelpotentiometer R6. Deze instelpotentiometer compenseert in eerste instantie de ongelijkheid tussen de weerstanden R2 tot en met R5+R6 en schakelt in tweede instantie de invloed van R1 op de weerstanden van de verschilversterker uit.

De top detector

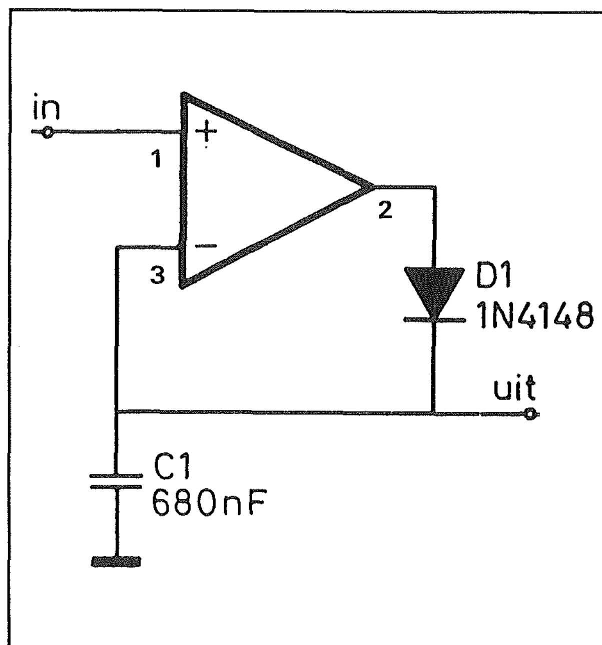
Inleiding
In de meeste gevallen is men geïnteresseerd in de gemiddelde waarde van een wisselspanning. Met de beschreven gelijkrichter met afvlakfilter kan men deze gemiddelde waarde zeer nauwkeurig meten. Er zijn echter ook toepassingen te verzinnen waarbij deze gemiddelde waarde niet interessant is, maar waarbij men wil weten hoe groot de maximale waarde van een wisselspanningssignaal is. Deze maximale waarde noemt men de topspanning van het signaal.
Een voorbeeld van een dergelijke toepassing is een VU-meter, waarmee iedere kassetterecorder is uitgerust. Daar wil men weten hoe groot de toppen van het op te nemen signaal zijn.
Deze toppen bepalen immers of de band wordt overstuurd! Is dat het geval, dan moet men het opnameniveau kleiner maken, waardoor de toppen van het signaal binnen het magnetiseringsgebied van de band vallen en er geen vervorming optreedt.

Voor dergelijke toepassingen heeft men top detectoren ontwikkeld. In dit subhoofdstuk wordt een zeer eenvoudige top detector beschreven die goed bruikbaar is als VU-meter.

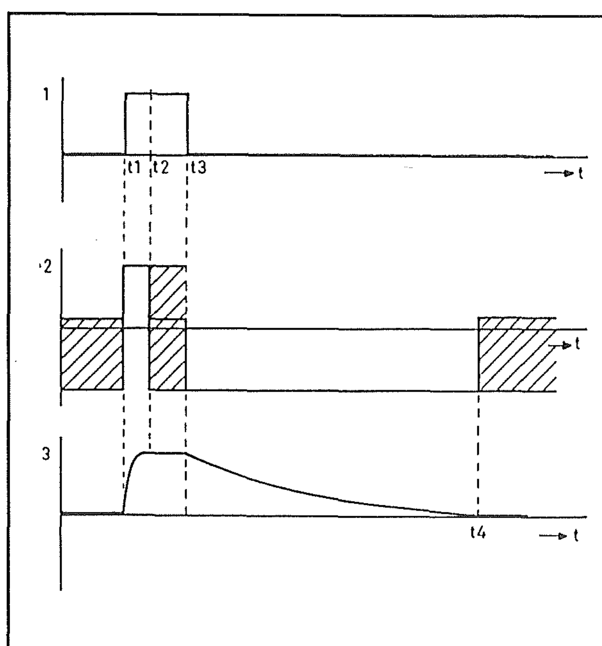
Het schema
Het schema van de eenvoudige top detector is gegeven in figuur 3/12.5-18, de werking wordt beschreven aan de hand van de grafieken in figuur 3/12.5-19.

De ingangsspanning wordt rechtstreeks aangeboden aan de niet-inverterende ingang van de operationele versterker. Tussen de uitgang en de inverterende ingang is een Si-diode geschakeld. Dezelfde ingang gaat via een condensator naar de massa.
De uitgangsspanning van de schakeling wordt afgenomen van de inverterende ingang.

12.5 Op-amp's als gelijkrichters en detectoren



Figuur 3/12.5-18: Het praktische schema van een eenvoudige top detector.



Figuur 3/12.5-19: De werking van de top detector grafisch toegelicht.

De schakeling koppelt het positieve uitgangssignaal via de geleidende diode terug naar de inverterende ingang. Voor negatieve uitgangsspanningen gaat de diode sperren en is de op-amp uitgeschakeld.

Als aan de ingang geen spanning wordt aangeboden, dan is niet te voorspellen hoe groot de spanning op de uitgang van de op-amp is. Het kan zijn dat de uitgang vastloopt tegen de negatieve voedingsspanning, maar het kan ook zijn dat er een kleine positieve spanning op de uitgang ontstaat. Een en ander is volledig afhankelijk van de offset van de op-amp. Vandaar dat dit gebied gearceerd in de grafiek is weergegeven. Hoe dan ook, duidelijk is dat de spanning op de inverterende ingang ook nul is. Loopt immers de op-amp vast tegen de negatieve voedingsspanning, dan gaat de diode D1 sperren en staat de inverterende ingang op 0 V. Wordt echter de uitgang van de op-amp positief, dan gaat de diode geleiden en werkt de op-amp in gesloten lus. De schakeling zal zich nu zo instellen dat de beide ingangsspanningen aan elkaar gelijk worden. De uitgang stelt zich in op ongeveer +0,65 V, de geleidingsspanning van de diode en ook nu is de spanning op de inverterende ingang dus nul.

Stel nu dat op de ingang van de schakeling op tijdstip t1 een smalle positieve puls wordt gezet.
De niet-inverterende ingang wordt positiever dan de inverterende ingang, het gevolg is dat de uitgang van de op-amp sterk positief wordt. De diode gaat geleiden, de condensator C1 wordt opgeladen tot de topwaarde van de positieve puls op de ingang. Dat laadproces gaat zeer snel. De condensator is immers via de geleidende diode (met een tamelijk lage eigen weerstand) verbonden met de uitgang

12.5 Op-amp's als gelijkrichters en detectoren

van de op-amp. Een uitgang die een zeer lage uitgangsimpedantie heeft.

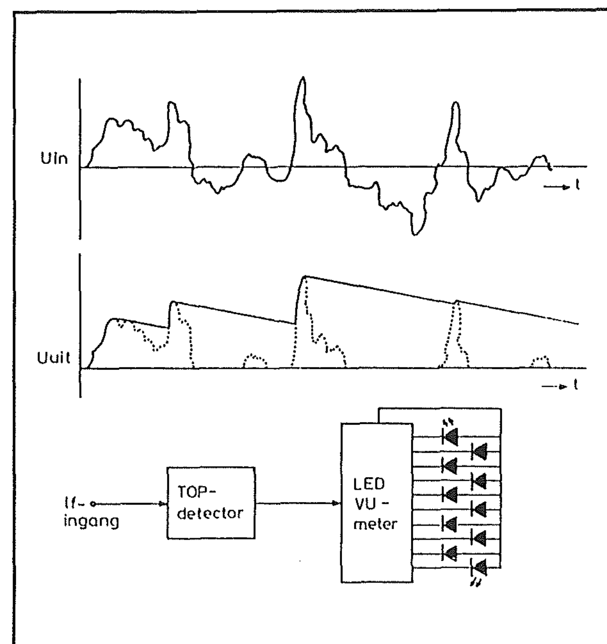
Op tijdstip t2 is de condensator opgeladen tot de topwaarde van de positieve puls op de ingang. Maar de uitgang van de op-amp staat nog steeds maximaal positief ingesteld. De condensator wil dus verder opladen. Maar als de spanning op de inverterende ingang groter wordt dan de spanning op de niet-inverterende ingang zal de uitgangsspanning opeens van maximaal positief naar maximaal negatief gaan. De diode spert, de condensator kan niet verder opladen. Dit onderdeel gaat nu ontladen. Maar het is voldoende dat de spanning iets lager wordt of de situatie op de ingangen verandert.
De niet-inverterende ingang wordt positiever dan de inverterende ingang, met als gevolg dat de uitgang van de op-amp weer maximaal positief wordt.

Gevolg: zolang de ingangsspanning constant blijft zal de spanning over de condensator C1 met enige mV rond de waarde van de ingangsspanning schommelen en zal de uitgang van de op-amp voortdurend omklappen tussen maximaal positief en maximaal negatief.

Op tijdstip t3 valt de ingangspuls weg, de ingang gaat weer naar 0 V. De spanning op de inverterende ingang is nu uiteraard veel positiever dan de spanning op de niet-inverterende ingang. Het gevolg is dat de uitgang van de op-amp vast loopt tegen de negatieve voedingsspanning. De diode gaat sperren en de condensator C1 wordt losgekoppeld van de rest van de schakeling. Omdat de inverterende ingang een zeer hoge impedantie heeft, zal de spanning over de condensator vrij lang stabiel op dezelfde waarde blijven. De lading kan alleen weglekken via de eigen lekweerstand van de condensator en via de ingangsimpedantie van de over de condensator aangesloten volgende schakeling.

Algemeen besluit: als men op de ingang van de top detector een smalle positieve puls legt, dan zal de uitgang van de schakeling de maximale spanning van de puls overnemen. Maar deze spanning blijft vrij lang op de uitgang aanwezig, zelfs als de smalle puls verdwijnt.

Een voorbeeldschakeling
In figuur 3/12.5-20 is een eenvoudige toepassing van een top detector getekend, die echter in de praktijk zeer vaak wordt aangetroffen.



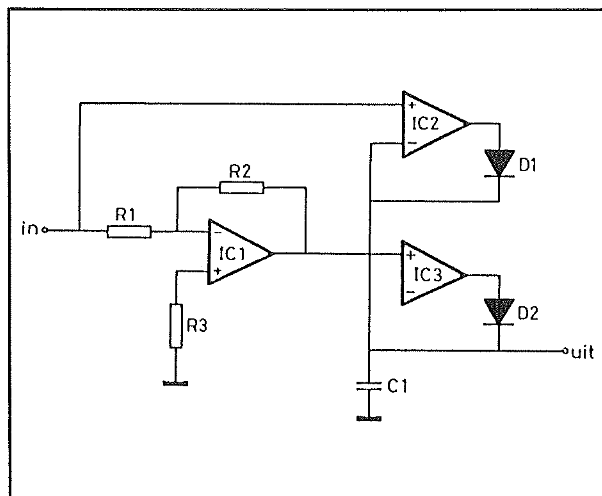
Figuur 3/12.5-20: Een top detector als VU-piekmeter in een kassetterecorder.

De ingang van de top detector wordt verbonden met een LF-signaal van bijvoorbeeld een microfoon. De uitgang gaat

12.5 Op-amp's als gelijkrichters en detectoren

naar een LED-meter. Dergelijke meters werken traagheidsloos en zijn dus uitermate geschikt voor het aangeven van piekwaarden. De werking van de schakeling is duidelijk uit de grafieken af te lezen. De top detector laadt zijn condensator op tot de waarde van de eerste positieve piek in het uitgangssignaal van de microfoon. Deze piekwaarde wordt op de meter aangegeven. Nadien zal de uitgangsspanning van de detector zeer langzaam dalen. Bij de eerstvolgende grotere piek laadt de condensator weer op tot deze piekspanning. De uitgangsspanning van de top detector volgt dus het positieve piekverloop van het microfoonsignaal.

Een uitgebreide schakeling
De schakeling van figuur 3/12.5-18 heeft als nadeel dat alleen positieve pieken worden herkend. Maar het kan natuurlijk ook voorkomen dat een signaal negatieve pieken heeft, die veel groter zijn dan de positieve pieken. Om ook deze piekspanningen te kunnen detecteren heeft men een top detector ontwikkeld, die zowel op positieve als op negatieve pieken reageert.



Figuur 3/12.5-21: Een verbeterde piek detector die ook op negatieve pieken reageert.

Het schema van een dergelijke schakeling is getekend in figuur 3/12.5-21.

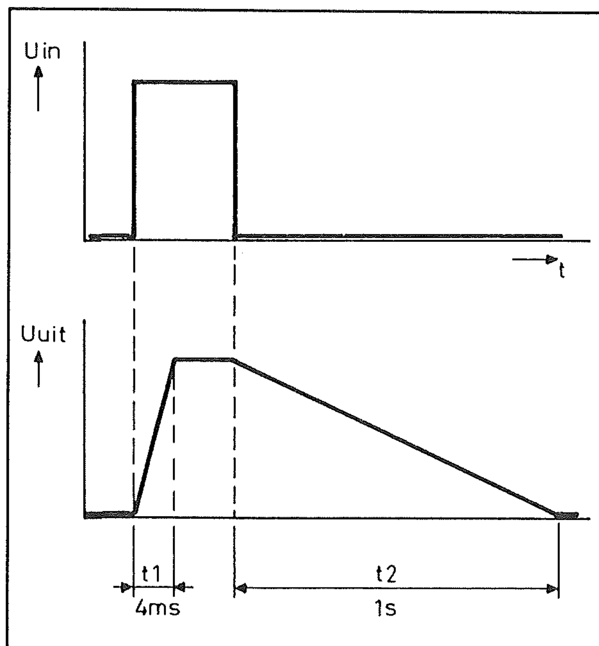
De schakeling bestaat uit drie trappen. Rond IC2 en IC3 zijn positieve top detectoren opgebouwd, die een gemeenschappelijke condensator C1 hebben. Over deze condensator zullen dus zowel de pieken ontstaat die gedetecteerd worden door IC2 en door IC3.
Rond IC1 is een omkeerversterker opgebouwd. Deze heeft, door een geschikte keuze van de weerstanden R1 en R2, een versterking van -1.
Het ingangssignaal wordt dus geïnverteerd aangeboden aan de ingang van de onderste top detector rond IC3 en niet geïnverteerd aan de ingang van de bovenste top detector IC2. Deze laatste op-amp detecteert dus de positieve pieken in het signaal, de onderste de negatieve pieken. Deze worden immers door de omkeerversterker omgezet in positieve pieken! De condensator laadt zich op tot de maximale positieve of negatieve piekwaarde van het signaal. Maar let wel, de spanning over de condensator is uiteraard altijd positief!

De precisie top detector

Inleiding
De top detector van figuur 3/12.5-18 of -21 heeft als nadeel dat de werking van de schakeling wordt beïnvloed door de belastingsweerstand. De schakeling die de piekspanningen meet staat immers over de condensator geschakeld en de ingangsimpedantie van de meetschakeling vormt een ontlaadweerstand voor de condensator. Nu zou men natuurlijk dit probleem weer kunnen oplossen door de condensator af te sluiten met een buffer-

versterker. Maar daar is een tweede operationele versterker voor noodzakelijk. En als men dan toch twee op-amp's nodig heeft, dan kan men beter gebruik maken van de in dit subhoofdstuk beschreven zeer nauwkeurige top detector!

Er is echter nog een tweede reden om de eenvoudige schakeling af te wijzen. Er bestaan bepaalde normen die voorschrijven hoe een top detector moet reageren op een piek in een geluidssignaal. Volgens deze normen moet een piek detector binnen de 4 ms reageren op een piekspanning op de ingang. Na het wegvallen van de piek moet de uitgangsspanning van de top detector in 1 s terug vallen naar 0 V. Deze normen zijn in de grafiek van figuur 3/12.5-22 aanschouwelijk samengevat.



Figuur 3/12.5-22: In deze grafiek wordt samengevat aan welke normen een professionele top detector moet voldoen.

Deze tijden zijn met de eenvoudige basisschakelingen niet zo goed instelbaar. Vandaar dat men een betere schakeling heeft ontworpen, waarbij zowel de reaktie-tijd als de terugval-tijd door middel van instelpotentiometers over een breed gebied instelbaar zijn.

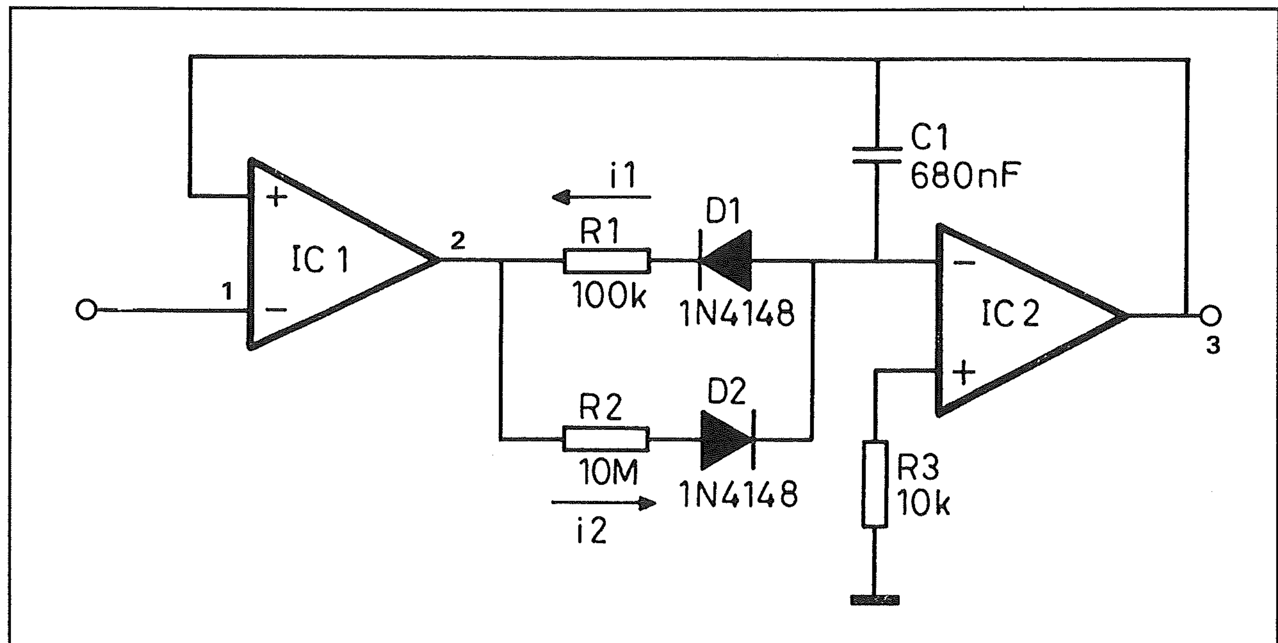
De schakeling
De praktische schakeling van de precisie top detector is getekend in figuur 3/12.5-23.

De eerste operationele versterker IC1 is geschakeld als comparator. De tweede, IC2, is geschakeld als integrator. Tussen de inverterende ingang en de uitgang is een condensator C1 opgenomen. De inverterende ingang gaat bovendien via twee RD-netwerkjes naar de uitgang van de comparator.

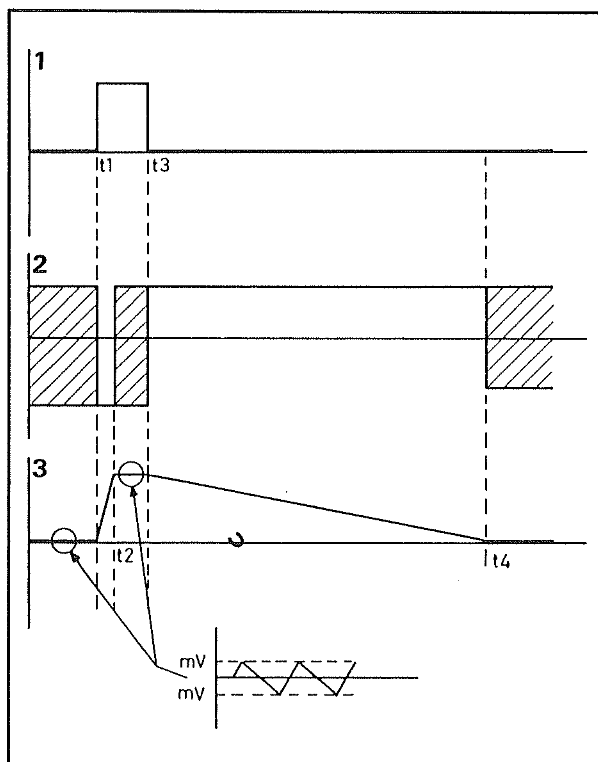
De werking van de schakeling wordt toegelicht aan de hand van de grafieken in figuur 3/12.5-24.

Als aan de ingang van de schakeling geen spanning wordt gelegd, dan zal de uitgangsspanning op en neer gaan tussen enkele mV positief en enkele mV negatief. Dat verschijnsel wordt veroorzaakt door de offset-spanningen van de operationele versterkers. Stel dat de uitgangsspanning iets positief wordt. Deze kleine positieve spanning wordt teruggekoppeld naar de niet-inverterende ingang van de comparator. Het gevolg is dat de uitgang van IC1 vast loopt tegen de positieve voedingsspanning. Er gaat nu vanuit deze uitgang een stroom i_2 vloeien via de diode D2 en de weerstand R2. Door R1 kan geen stroom vloeien, de diode D1 gaat immers sperren. Deze stroom i_2 vloeit naar de inverterende ingang van de tweede operationele versterker.

12.5 Op-amp's als gelijkrichters en detectoren



Figuur 3/12.5-23: De praktische schakeling van de zeer nauwkeurige top detector.



Figuur 3/12.5-24: De werking van de nauwkeurige top detector grafisch toegelicht.

De inverterende ingang licht virtueel aan de massa, de stroom kan alleen afvloeien via de condensator C1 naar de uitgang. Het gevolg is dat deze condensator door een constante stroom i_2 wordt opgeladen. De spanning over de condensator gaat lineair stijgen. Maar de richting van de stroom is zo dat de linker plaat van de condensator positief wordt ten opzichte van de rechter plaat. De linker plaat wordt echter op de massa gehouden door de werking van de tweede op-amp. Het gevolg is dat de uitgangsspanning negatief wordt. Deze negatieve spanning wordt echter teruggekoppeld naar de niet-inverterende ingang van IC1. Als de spanning onder de omklapdrempel van de comparator komt, klapt deze schakeling om en de uitgang wordt maximaal negatief. Er gaat nu een stroom i_1 vloeien via weerstand R1 en diode D1. Ook deze stroom kan alleen via de condensator C1 afvloeien. Omdat de stroom tegengesteld gericht is gaat de condensator nu met tegengestelde polariteit opladen. De uitgangs-

spanning stijgt nu tot de comparator IC1 weer omklapt.

Dat geheel proces gaat vrij snel, zodat op de uitgang een kleine hoogfrequente driehoekspanning ontstaat.

Stel nu dat op tijdstip t1 aan de ingang een smalle positieve puls wordt aangeboden. Deze positieve spanning komt terecht op de inverterende ingang van IC1. Het gevolg is dat de uitgang van deze op-amp onmiddellijk vast loopt tegen de negatieve voedingsspanning. De condensator C1 van de integrator wordt nu opgeladen door de stroom i_1. Deze stroom is instelbaar door de waarde van de weerstand R1 te variëren. Het gevolg is dat de uitgangsspanning van de integrator lineair gaat stijgen naar de topwaarde van de ingangspuls. De snelheid waarmee de uitgang reageert is instelbaar door de waarde van R1 aan te passen. Als de uitgangsspanning gelijk wordt aan de topwaarde van de ingangsspanning zal de comparator IC1 weer omklappen. De condensator C1 wordt nu weer geladen door de tegengesteld vloeiende stroom i_2. De uitgangsspanning van de integrator gaat iets dalen.

Maar het gevolg is dat de comparator onmiddellijk omslaat en de stroom i_2 weer vervangen wordt door de stroom i_1. De uitgangsspanning van de schakeling gaat nu dus met enige mV schommelen rond de topwaarde van de ingangsspanning.

Op moment t3 valt de ingangspuls weg. De niet-inverterende ingang van de comparator IC1 is nu veel positiever dan de inverterende ingang. Het gevolg is dat de uitgang vast loopt tegen de positieve voedingsspanning. Er gaat nu weer een stroom i_1 vloeien naar de integrator, die tot gevolg heeft dat de condensator C1 gaat ontladen. De grootte van deze ontlaadstroom is instelbaar door de waarde van weerstand R2 aan te passen. Op tijdstip t4 is de condensator volledig ontladen en gaat de uitgangsspanning weer rond de massa schommelen.

Conclusie: deze schakeling voldoet aan de vooropgestelde eisen. De uitgang volgt met een instelbare vertraging de positieve pieken in het ingangssignaal en valt nadien met een eveneens instelbare vertraging terug naar 0 V. De twee genormeerde reactietijden van een goede top detector zijn in te stellen door voor R1 en R2 instelpotentiometers in de schakeling op te nemen.

De slope detector

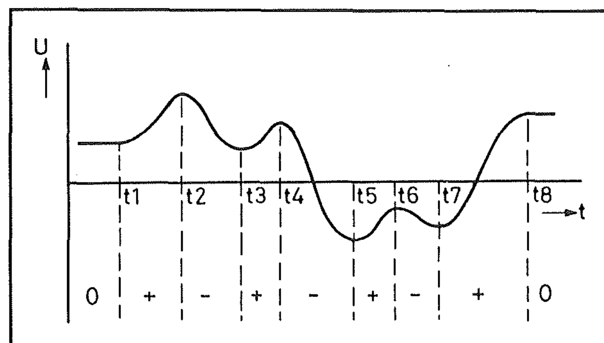
Inleiding

Het engelse woord "slope" is te vertalen met "helling". In de elektronica wordt met de slope aangegeven hoe een signaal ten opzichte van de nul varieert in de tijd. Dat kan men een positieve slope en dan stijgt het signaal van een kleine naar een grote waarde. Maar het kan uiteraard ook met een negatieve slope en dan daalt het signaal van de ene waarde naar een tweede, kleinere waarde.

In figuur 3/12.5-25 is een willekeurig verlopend signaal getekend met daaronder aangegeven de polariteit van de slope. Als het signaal niet wijzigt, dus constant blijft, dan is de slope nul.

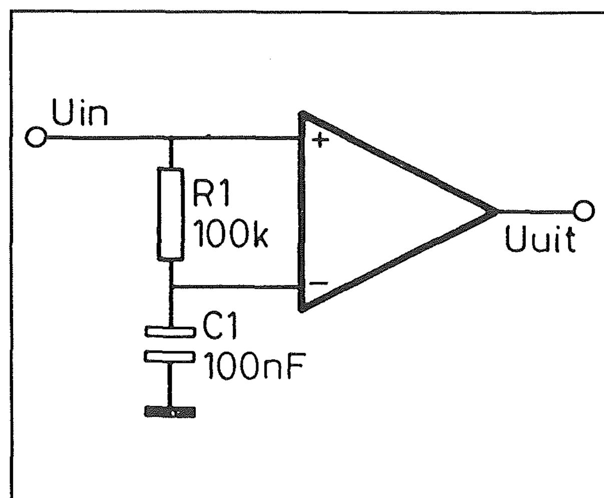
De overgang van een positieve naar een negatieve slope komt overeen met een positieve top in het signaal.

12.5 Op-amp's als gelijkrichters en detectoren



Figuur 3/12.5-25: De definitie van het begrip "slope" grafisch toegelicht.

De overgang van een negatieve naar een positieve slope geeft aan dat het signaal door een negatieve top gaat.
Het omkeren van de polariteit van de slope geeft dus informatie over de momenten waarop het signaal door een maximum of een minimum gaat.

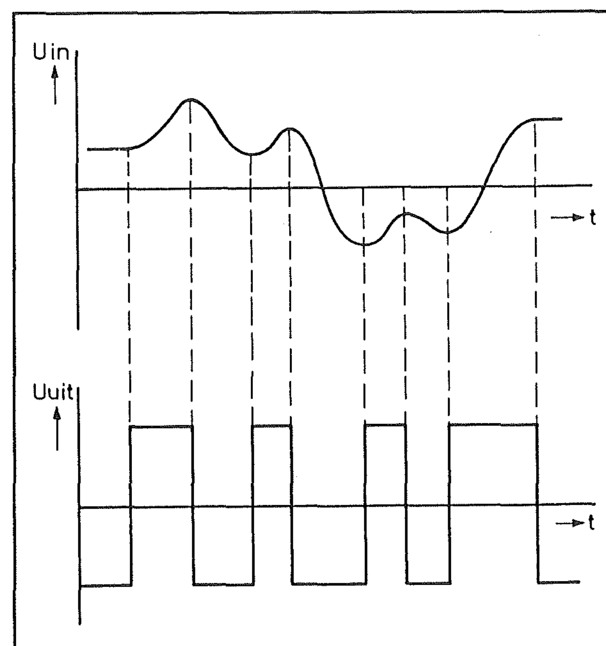


Figuur 3/12.5-26: Het praktische schema van een slope detector.

Bij sommige schakelingen is het belangrijk te weten wanneer positieve of negatieve maxima in een signaal optreden. Vandaar dat men slope detectoren heeft ontwikkeld die deze minima en maxima opsporen en door middel van een uitgangssignaal identificeren. Deze schakelingen reageren op het variëren van de polariteit van de slope van het signaal en vandaar dat zij slope detectoren worden genoemd.

De praktische schakeling
De praktische schakeling van een slope detector met een operationele versterker is getekend in figuur 3/12.5-26.

De ingangsspanning wordt rechtstreeks aangeboden aan de niet-inverterende ingang van de op-amp. Tussen deze ingang en de massa is een RC-filtertje geschakeld. Het knooppunt van de R en de C gaat naar de inverterende ingang. Op de uitgang ontstaat een signaal dat door van "L" naar "H" of van "H" naar "L" te gaan aangeeft dat de slope van het signaal wordt geïnverteerd. Deze plotselinge spanningssprongen geven dus een minimum of maximum in het signaalverloop aan. De richting van de sprong geeft bovendien aan of men met een minimum of met een maximum te maken heeft.

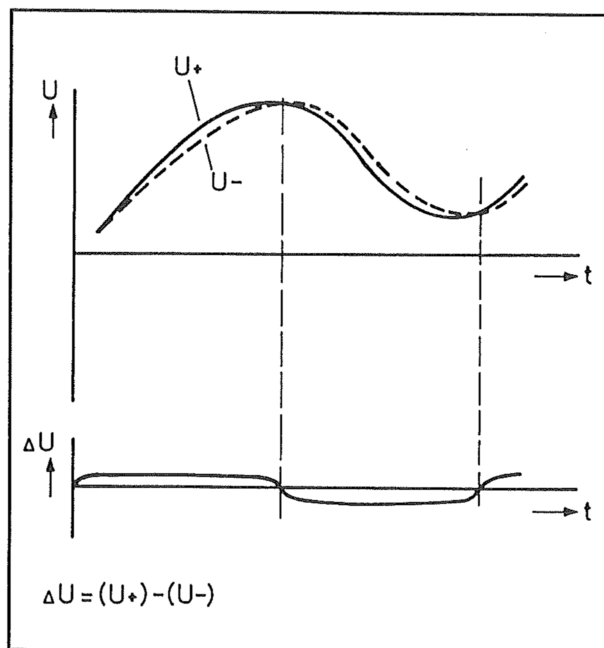


Figuur 3/12.5-27: De werking van de slope detector grafisch toegelicht.

12.5 Op-amp's als gelijkrichters en detectoren

De werking van de schakeling wordt toegelicht aan de hand van de grafieken in figuur 3/12.5-27.

De niet-inverterende ingang is rechtstreeks verbonden met de ingangsspanning en volgt dus uiteraard iedere wijziging in dit signaal op de voet. De inverterende ingang is echter via de weerstand R1 met het ingangssignaal verbonden. De ingangsspanning zal een stroom door deze weerstand sturen, die de condensator C1 oplaadt.
Dat opladen duurt uiteraard een bepaalde tijd. Het gevolg is dat de spanning op de inverterende ingang iets naijlt ten opzichte van de spanning op de niet-inverterende ingang. Tussen beide ingangen ontstaat dus een klein spanningsverschil. De polariteit van dit spanningsverschil is afhankelijk van de slope van het ingangssignaal. Dat wordt toegelicht aan de hand van figuur 3/12.5-28.



Figuur 3/12.5-28: De werking van de slope detector nauwkeurig onderzocht.

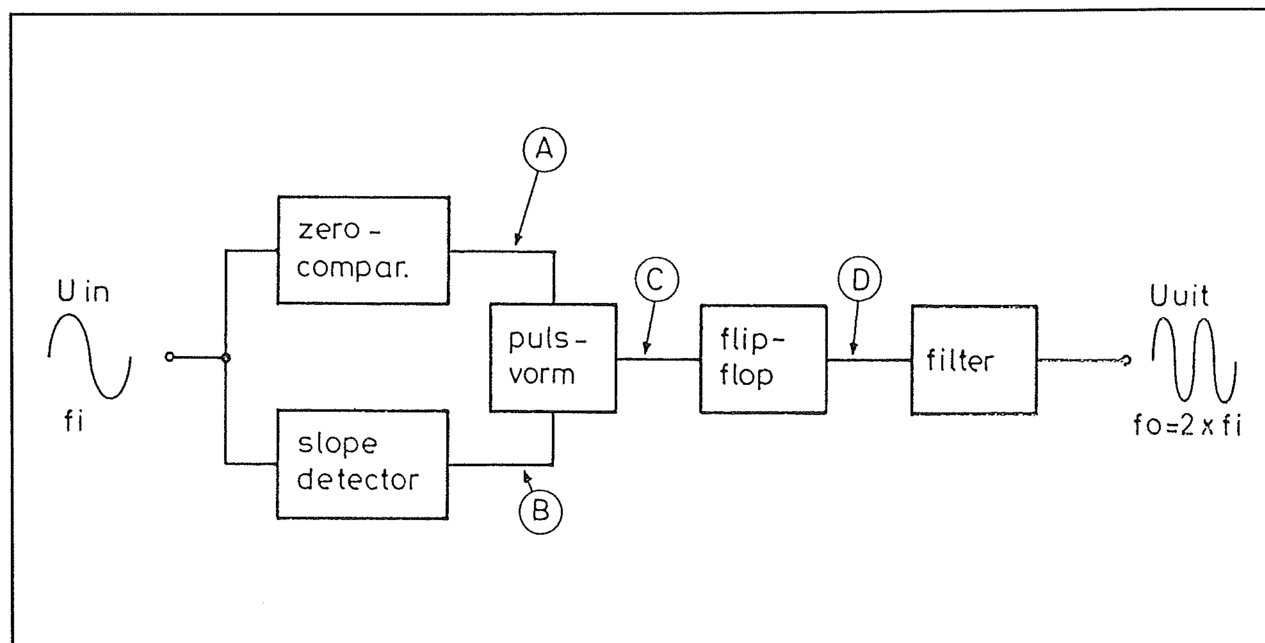
Als de ingangsspanning namelijk stijgt (positieve slope), dan zal de spanning op de inverterende ingang steeds iets kleiner zijn dan de spanning op de niet-inverterende ingang. Er bestaat dus een positieve verschilspanning ΔU. De operationele versterker is niet teruggekoppeld en werkt dus als comparator. Het gevolg is dat de uitgangsspanning vast loopt tegen de positieve voedingspanning.

Gaat de ingangsspanning echter dalen (negatieve slope), dan zal de spanning op de inverterende ingang steeds iets groter zijn dan de spanning op de niet-inverterende ingang. De condensator moet immers via de weerstand R1 ontladen naar de kleiner wordende waarde van de ingangsspanning en dit duurt ook een bepaalde tijd. Het spanningsverschil ΔU is nu negatief en het gevolg is dat de comparator omklapt en vast loopt tegen de negatieve ingangsspanning.

Conclusie: met deze eenvoudige schakeling kan men de slope van een signaal detecteren. De uitgang levert een hoge positieve spanning als de slope positief is en een grote negatieve spanning als de slope negatief is.

Beperking van de schakeling
Het zal duidelijk zijn dat de vertraging tussen de inverterende en de niet-inverterende ingang wordt bepaald door de waarde van de onderdelen R1 en C1. Dat geeft meteen de beperkingen van de schakeling aan. De onderdelen moeten aangepast worden aan de ingangsfrequentie van het signaal. Hoe hoger de frequentie, hoe kleiner R1 en C1 moeten zijn. De schakeling is dus niet universeel bruikbaar, maar heeft een beperkt frequentiebereik.

12.5 Op-amp's als gelijkrichters en detectoren



Figuur 3/12.5-29: De slope detector toegepast in een frequentie verdubbelaar.

Varieert de frequentie van het ingangssignaal, dan zal men een van de passieve componenten moeten aanpassen.

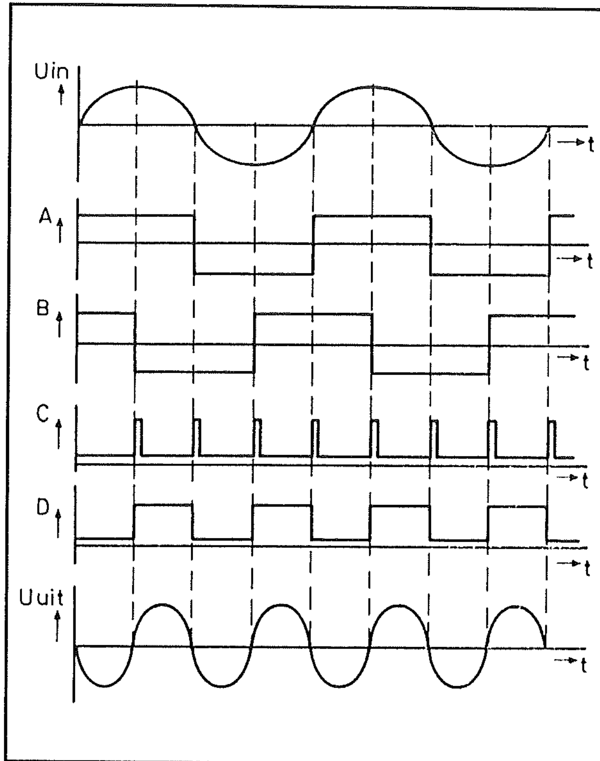
Een voorbeeldschakeling
Een praktische toepassing van een slope detector is getekend in figuur 3/12.5-29.

Deze figuur geeft het blokschema van een hoofdzakelijk analoog werkende frequentie verdubbelaar. Met dit schema kan men de frequentie van een sinusoidaal ingangssignaal verdubbelen. Voorwaarde voor de goede werking van het geheel is echter wel dat de frequentie van het ingangssignaal niet al te zeer varieert. Ook deze schakeling heeft dus een beperkt frequentiebereik en moet afgeregeld worden op de frequentie van het ingangssignaal.

De werking wordt toegelicht aan de hand van de grafieken in figuur 3/12.5-30.

Het ingangssignaal wordt aangeboden aan een zero comparator en aan een slope detector.
De zero comparator vergelijkt de grootte van het ingangssignaal met 0 V. Deze schakeling detecteert dus de nuldoorgangen van het signaal. De slope detector detecteert uiteraard de maxima en minima in het signaal.
Beide schakelingen wekken vierkantspanningen A en B op, die ten opzichte van elkaar 90° in fase verschoven zijn.
Deze twee signalen gaan naar een pulsvormer.
Deze schakeling zal smalle positieve pulsjes C genereren als of het ene of het andere signaal een sprong van "L" naar "H" of van "H" naar "L" vertoont.
Met deze pulstrein wordt een type-D flipflop gestuurd.
De uitgang D van deze schakeling zal van status veranderen na iedere positieve puls op de ingang.

12.5 Op-amp's als gelijkrichters en detectoren



Figuur 3/12.5-30: De werking van de frequentie verdubbelaar grafisch toegelicht.

De uitgang van de flip-flop levert dus een vierkantspanning af, die de dubbele frequentie heeft van de spanning op de ingang!
Tot slot voert men deze vierkantgolf door een scherp afgestemd filter. Dat filter zal alleen de grondfrequentie van de blokgolf doorlaten en alle andere frequenties sperren.
Het gevolg is dat het filter het sinusoidale basissigaal uit de blokgolf filtert. Op de uitgang ontstaat dus een sinus met een frequentie die precies gelijk is aan de dubbele waarde van de frequentie van het ingangssignaal.

Dit is niet de enige manier om de frequentie van een sinusvormig signaal te verdubbelen, maar wel een van de eenvoudigste!

3/12.6

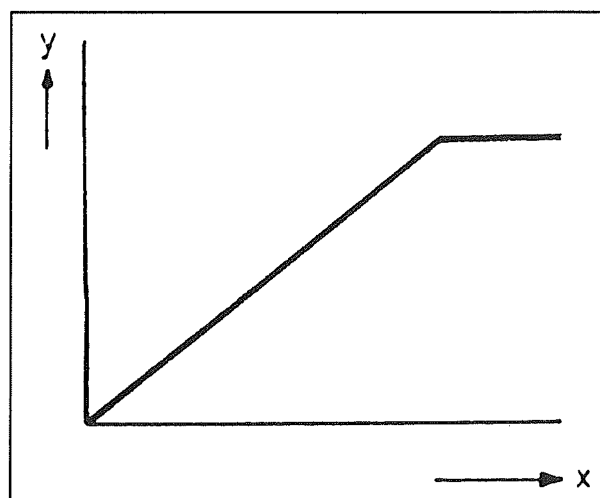
Op-amp's als niet-lineaire versterkers

Inleiding

Lineair contra niet-lineair
Iedereen die zegt dat hij of zij een versterkertje gaat maken is in feite erg onnauwkeurig. Want wat voor soort versterker gaat er gebouwd worden? Afgezien van het feit dat zo'n schakeling een spanning- of stroomversterker kan zijn, inverterend of niet-inverterend kan werken, hoog- of laagimpedante uitgangen kan hebben, is er een veel fundamentelere vraag aan de orde.
De meest fundamentele eigenschap van een versterker is namelijk het gegeven of de schakeling lineair of niet-lineair werkt. In de praktijk is het echter zo vanzelfsprekend dat een versterker lineair werkt, dat iedereen bij de opmerking "een versterkertje maken" aan een lineaire schakeling denkt.
Niet-lineaire versterkers worden namelijk niet zo vaak gebruikt, dit ondanks het feit dat er toch talrijke nuttige toepassingen voor te verzinnen zijn.

De lineaire versterker
De belangrijkste eigenschap van de lineaire versterker kan het best worden toegelicht aan de hand van de transfer karakteristiek, de grafiek die het verband geeft tussen de ingangsgrootheid x en de uitgangsgrootheid y.

In figuur 3/12.6-1 is deze karakteristiek getekend voor een lineaire versterker.



Figuur 3/12.6-1: De transfer karakteristiek van een lineaire versterker.

Hieruit blijkt dat het verband tussen x en y lineair is, hetgeen volgt uit de rechte lijn. Als bij een waarde x = 1 een waarde y = 3 hoort, dan zal bij een waarde x = 2 een waarde y = 6 horen en niets anders! Of, met andere woorden, de versterkingsfactor A van de schakeling is constant voor het gehele bereik van de ingangsgrootheid x. Dat wordt uitgedrukt door de formule:

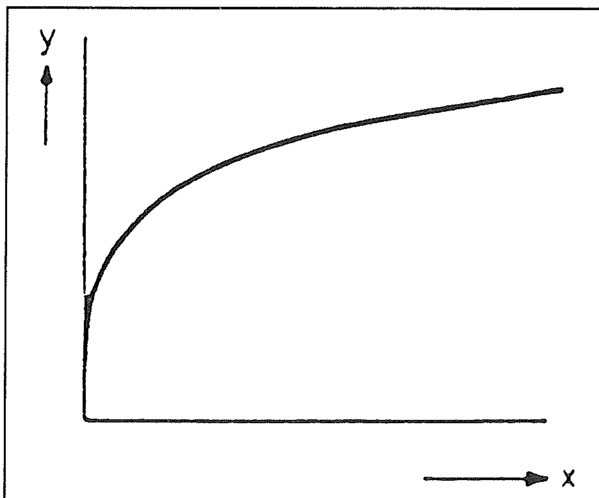
$$y = A \cdot x$$

waarmee de lineariteit meteen wiskundig bewezen is.

12.6 Op-amp's als niet-lineaire versterkers

Op een bepaald moment gaat het lineaire verband uiteraard niet meer op. Als de ingang x verder stijgt zal de uitgang y niet meer stijgen. Men zegt dat de lineaire versterker vast loopt tegen de voedingsspanningen. De uitgang y kan immers niet groter worden dan de grenzen die door de beschikbare voedingsspanning of -stroom worden gesteld.

Het zal nu wel duidelijk zijn waarom de meeste versterkers lineair werken. In de meeste gevallen doet de ontwerper zelfs alle mogelijke moeite om de lineariteit van de schakeling zo ver mogelijk op te voeren. Iedere afwijking van de rechte lijn brengt immers harmonische vervorming met zich mee, een verschijnsel waar men in de meeste versterkers absoluut geen behoefte aan heeft.



Figuur 3/12.6-2: De transfer karakteristiek van een niet-lineaire versterker, in dit geval van een logaritmische versterker.

De logaritmische versterker

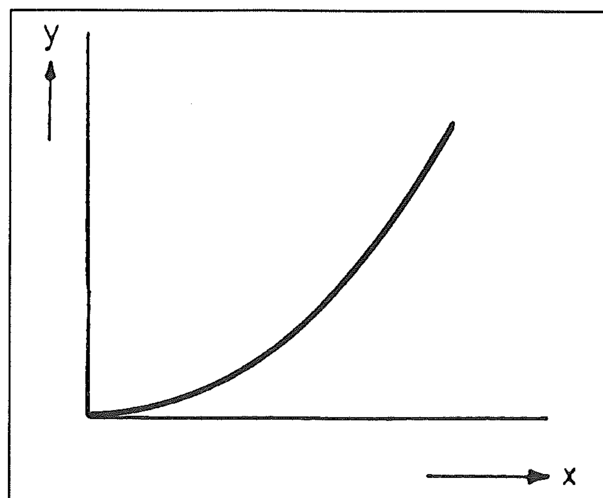
In figuur 3/12.6-2 is een transfer karakteristiek getekend, die absoluut niet-lineair is. Bij deze versterker kan men niet stellen dat, als de waarde van ingang x verdubbelt, automatisch de waarde van de uitgang y ook verdubbelt! Een versterker die een dergelijke karakteristiek heeft noemt men een niet-lineaire versterker. In dit specifieke geval wordt het wiskundige verband tussen in- en uitgang gegeven door de formule:

y = A . [ln x]

De uitgangsgrootheid y is dus gelijk aan het product van een constante factor A en de logaritme van de ingangsgrootheid x. Vandaar dat een niet-lineaire versterker met de getekende karakteristiek een logaritmische versterker wordt genoemd. Naarmate de ingangsgrootheid x stijgt, zal de schakeling steeds minder gaan versterken. De totale versterking van de schakeling is dus afhankelijk van de waarde van de ingangsgrootheid x.

De exponentiële versterker

Een andere niet-lineaire versterker is de zogenoemde exponentiële versterker. De transfer karakteristiek van een dergelijke schakeling is getekend in figuur 3/12.6-3.



Figuur 3/12.6-3: De transfer karakteristiek van een exponentiële versterker.

12.6 Op-amp's als niet-lineaire versterkers

Nu blijkt dat de totale versterkingsfactor van de schakeling stijgt naarmate de ingangsgrootheid x toeneemt. Men zou dus kunnen stellen dat een exponentiële versterker een niet-lineaire versterker is, die tegengesteld werkt dan een logaritmische versterker.

Toepassingen

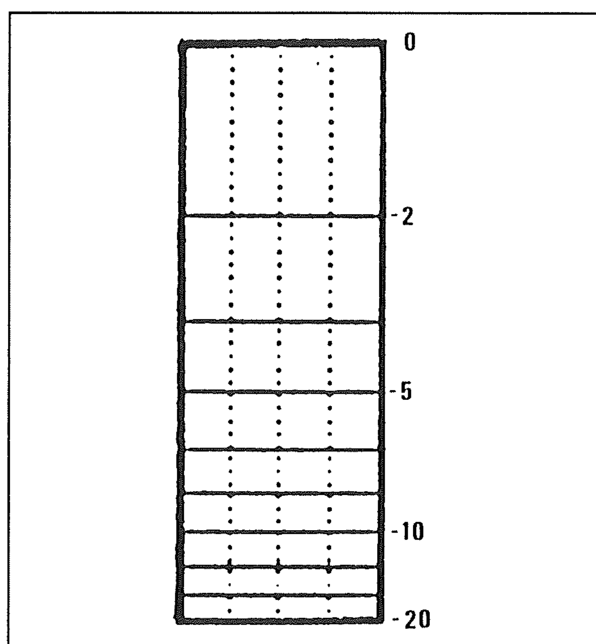
Wie de twee niet-lineaire karakteristieken even goed bekijkt, denkt onmiddellijk aan twee begrippen: comprimeren en expanderen. Inderdaad is een logaritmische versterker een ideale schakeling voor het opbouwen van een compressor. Een compressor is een schakeling met als het ware een automatische versterkingsregeling. Naarmate de ingangsspanning stijgt gaat de schakeling steeds minder versterken, zodat de uitgang van de versterker niet overstuurd kan worden. Er zijn tal van toepassingen te verzinnen voor een dergelijke schakeling, zeker in de audiotechniek waar men steeds alert moet zijn op het oversturen van schakelingen.
De exponentiële versterker is als het ware geschapen voor het realiseren van expanders.
Dat zijn schakelingen die meer gaan versterken naarmate de ingangsspanning stijgt. Met een expander kan men het door een compressor "in elkaar geperste" signaal weer tot normale proporties terugbrengen.

Het begrip decibel

Maar er is nog een ander zeer belangrijk toepassingsterrein voor logaritmische versterkers. Wie in de audiotechniek signaalniveaus met elkaar wil vergelijken doet dat meestal met de grootheid dB.
De decibel is niets anders dan de logaritmische verhouding van twee spanningen, stromen of vermogens. In formule:

$$U_{dB} = 20 \, . \, \ln \, [U_1/U_2]$$

Vandaar dan ook dat normale dB-meters of VU-meters geen lineaire schaal hebben, maar een logaritmische. In figuur 3/12.6-4 is als voorbeeld de bekende LED VU-meter getekend, die tegenwoordig op iedere geluidsinstallatie aanwezig is.



Figuur 3/12.6-4: De logaritmische schaal van een standaard VU-meter op een cassette recorder.

Het totale meetbereik van -20 dB tot 0 dB is niet-lineair over de schaal verdeeld, maar logaritmisch. Het gebied van 0 dB tot -2 dB neemt net zo veel plaats in beslag als het vijf keer grotere gebied van -10 dB tot -20 dB. Het gevolg is dat een niveauverschil van -19 dB naar -18 dB nauwelijks te zien is, terwijl hetzelfde absolute verschil van -4 dB naar -3 dB de LED'jes aan het springen brengt.
In professionele installaties neemt men geen genoegen met zo'n knullig schaaltje, maar wil men een lineaire dB-schaal heb-

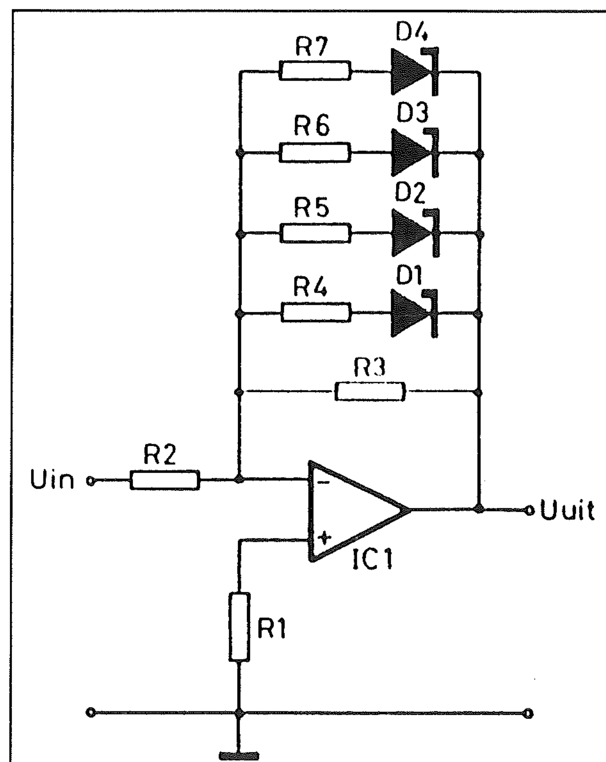
ben. Om zo'n schaal te maken zal men een beroep moeten doen op een logaritmische versterker!
Ook als men een digitale dB-meter wil maken zal men een zeer goede logaritmische versterker moeten inschakelen om de schaal te lineariseren.

Opmerking
Een exponentiële versterker kan nagemaakt worden door een logaritmische versterker in de terugkoppellus van een operationele versterker op te nemen. Men noemt dat de anti-log schakeling of LOG^{-1}-schakeling, waarvan de transfer karakteristiek veel gelijkenis vertoont met deze van de exponentiële versterker. Vandaar dat in de rest van dit hoofdstuk alleen het principe, de werking en de praktische schakelingen van logaritmische versterkers worden besproken.

De pseudo-logaritmische versterker

Inleiding
Versterkers die echt logaritmisch werken zijn, zo zal later blijken, wel eenvoudig te bouwen, maar niet zo eenvoudig te handhaven. De noodzakelijke schakelingen zijn namelijk extreem temperatuurgevoelig en de meeste energie moet besteed worden aan het binnen de perken houden van het verloop van de eigenschappen onder invloed van de omgevingstemperatuur.
Vandaar dat in eenvoudige schakelingen wordt gewerkt met een transfer karakteristiek die het ideale wiskundige verloop benadert. Men noemt deze schakelingen "pseudo-logaritmisch" en vanwege de eenvoud zullen deze als eerste besproken worden.

De zener-teruggekoppelde op-amp
De allereenvoudigste, maar ook minst nauwkeurige pseudo-logaritmische versterker maakt gebruik van zenerdioden in de terugkoppeling van een operationele versterker. Het basisschema van een dergelijke schakeling is getekend in figuur 3/12.6-5.



Figuur 3/12.6-5: De basisschakeling van een zener-teruggekoppelde logaritmische versterker.

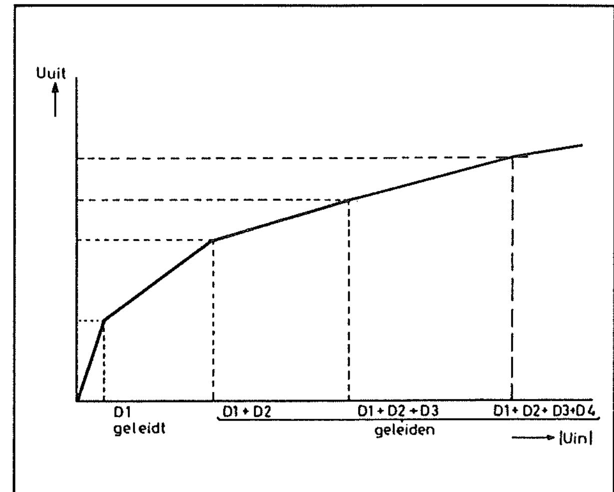
Door de zenerdioden in de terugkoppeling op te nemen wordt de versterkingsfactor van de schakeling afhankelijk van de grootte van de uitgangsspanning en dus ook van de ingangsspanning. Is de uitgangsspanning lager dan de doorslagspanning van de zeners, dan wordt de

12.6 Op-amp's als niet-lineaire versterkers

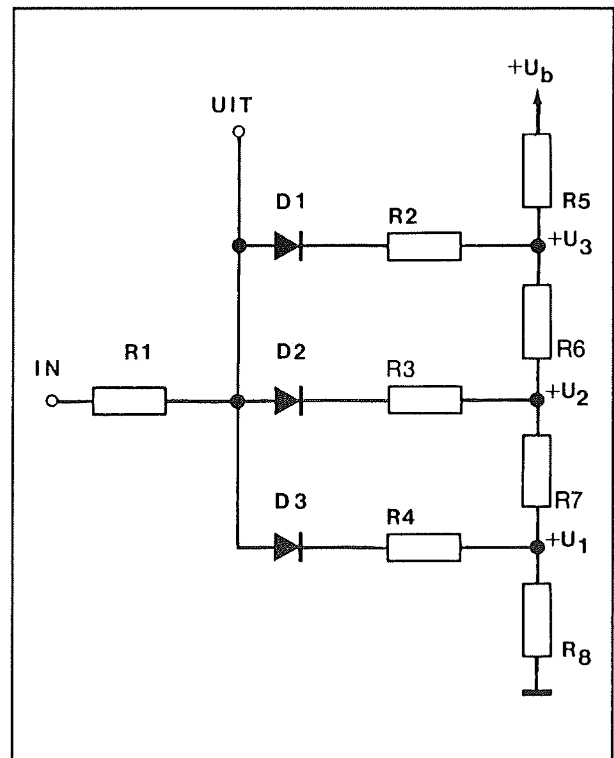
versterking van de schakeling bepaald door de verhouding tussen de weerstanden R2 en R3.
De versterking is dan vrij hoog, zodat de transfer karakteristiek steil verloopt. Stijgt de uitgangsspanning, dan gaat de zener D1 doorslaan, met als gevolg dat de weerstand R4 parallel komt te staan aan de weerstand R3. De versterkingsfactor gaat dalen, zodat de transfer karakteristiek iets vlakker gaat verlopen. Stijgt de uitgangsspanning nog meer, dan gaat ook de zener D2 doorslaan en komt R5 parallel te staan aan R3 en R4. De versterking daalt nog meer, de karakteristiek verloopt nog vlakker. Naarmate meer en meer zeners doorslaan komen er meer en meer weerstanden parallel te staan aan R3 en zal de versterking van de trap meer en meer dalen.

De transfer karakteristiek van de schakeling verloopt dan ook getrapt, zoals voorgesteld in figuur 3/12.6-6. De karakteristiek is dus een benadering van de ideale wiskundige logaritmische karakteristiek.
Het grote nadeel van deze eenvoudige schakeling is dat men erg weinig invloed heeft op de plaats van de knikpunten in de karakteristiek. Men heeft immers maar een beperkte keuze in de doorslagspanningen van zenerdioden! Vandaar dat het met een dergelijke schakeling niet mogelijk is de ideale karakteristiek zeer precies na te maken.

De diode-teruggekoppelde op-amp
Het bezwaar van de niet met iedere gewenste doorslagspanning te verkrijgen zenerdioden kan opgelost worden door de zeners kunstmatig na te maken met gewone silicium dioden.
Het principe van deze techniek is getekend in figuur 3/12.6-7.



Figuur 3/12.6-6: De transfer karakteristiek van de schakeling van figuur 3/12.6-5.



Figuur 3/12.6-7: Het principe van de nagemaakte zeners met silicium dioden en weerstanden.

Tussen de in- en de uitgang is een vaste weerstand R1 opgenomen. Tussen de positieve voeding en de massa staat een span-

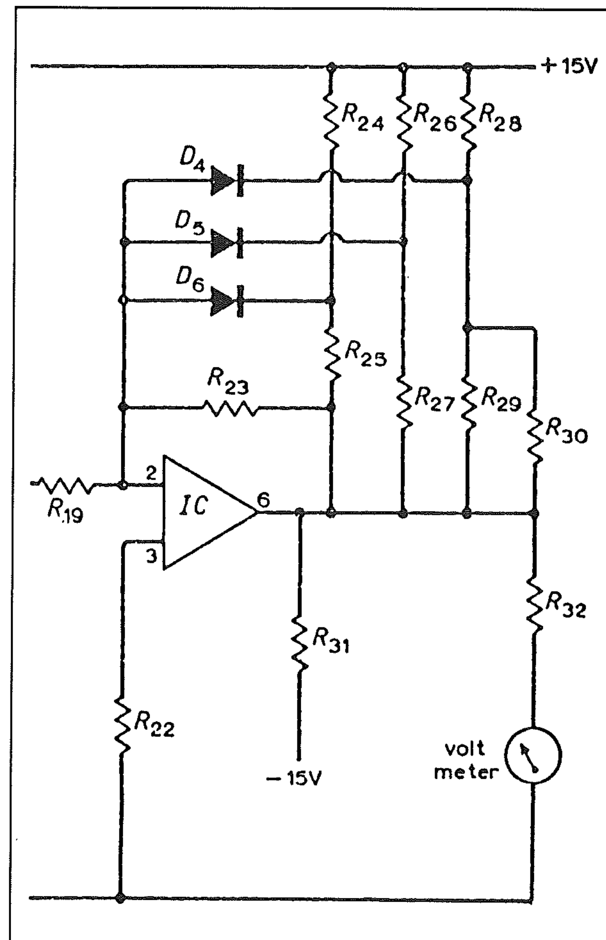
ningsdeler R5 tot en met R8. Ieder knooppunt van deze deler is via een serieschakeling van een diode en een weerstand met de uitgang verbonden. Er ontstaat een spanningsafhankelijke verzwakker, waarvan de verzwakking stijgt naarmate de ingangsspanning toeneemt. De dioden gaan immers een na een geleiden op het moment dat de positieve ingangsspanning groter wordt dan diodespanning plus respectievelijk de spanningen +U1, +U2 en +U3. Als de dioden geleiden worden de weerstanden R4 tot en met R2 via de laagohmige spanningsdeler naar de massa geschakeld. Er ontstaat dan een weerstandsdeler tussen enerzijds de vaste weerstand R1 en anderzijds de steeds lager worden vervangingsweerstand van het diode/weerstand netwerk naar de massa. Op deze manier kan men een logaritmische curve namaken. Men heeft immers niet alleen volledige vrijheid wat betreft de waarden van de weerstanden R2, R3 en R4, maar ook wat betreft de spanningsdrempels +U1, +U2 en +U3.

De schakeling heeft een transfer karakteristiek die volledig identiek van vorm is als deze die getekend is in figuur 3/12.6-6. Maar het is nu mogelijk zowel de helling van de segmenten als de breekpunten van de karakteristiek zeer nauwkeurig te berekenen.

Praktische schakelingen

In figuur 3/12.6-8 is een praktische schakeling van het diode-teruggekoppelde principe getekend.

De schakeling is bedoeld om dB's lineair te meten op een draaispoel metertje met een lineaire schaal van 0 dB tot +10 dB. De schakeling moet voorafgegaan worden door een bufferversterker met een lage uitgangsimpedantie. De schakeling levert een uitgangsspanning van 0 V bij 0 dB aan de ingang en een spanning van +10 V bij +10 dB aan de ingang.



Figuur 3/12.6-8: Een praktisch voorbeeld van een pseudo-logaritmische versterker volgens het diode-teruggekoppelde principe.

De waarde van de onderdelen is samengevat in de tabel van figuur 3/12.6-9. In dit schema worden geen silicium dioden toegepast maar germanium exemplaren. Dit is uiteraard zeer belangrijk, want Ge-dioden hebben nogal van Si afwijkende eigenschappen wat betreft de geleidingsspanning.

12.6 Op-amp's als niet-lineaire versterkers

In figuur 3/12.6-10 is een tweede voorbeeld getekend. Deze eenvoudige VU-meter kan rechtstreeks aangesloten worden op een audio-spanning en geeft een lineaire schaal met een bereik van -18 dB tot +4 dB.

19 -	10k
22 -	6.2k
23 -	16.51k
24 -	240k
25 -	39k
26 -	56k
27 -	20k
28 -	51k
29 -	30k
30 -	470k
31 -	33k
32 -	98.8k

Figuur 3/12.6-9: De weerstandswaarden voor de schakeling van figuur 3/12.6-8.

De eerste operationele versterker is geschakeld als topdetector. Deze schakeling richt de audio-spanning gelijk en maakt er een positieve spanning van die terug te vinden is over de condensator C2. De tweede operationele versterker is de quasi-logaritmische versterker, waarbij drie dioden gebruikt worden om het logaritmische verband zo goed mogelijk na te bootsen. De uitgang van de schakeling levert een gelijkspanning af die bijvoorbeeld gebruikt kan worden voor het aansturen van een LED-schaal met de UAA180 van Siemens. Dit IC stuurt 12 LED's aan en de schaal heeft dan een schaalfactor van 2 dB per LED.

De logaritmische versterker

Het principe

Alle logaritmische en anti-logaritmische schakelingen werken op basis van het fysische gegeven dat het verband tussen de basis/emitter spanning en de collectorstroom van een geleidende silicium transistor keurig logaritmisch verloopt. Dit verband is getekend in de grafiek van figuur 3/12.6-11 en kan wiskundig worden uitgedrukt onder de vorm van de formule:

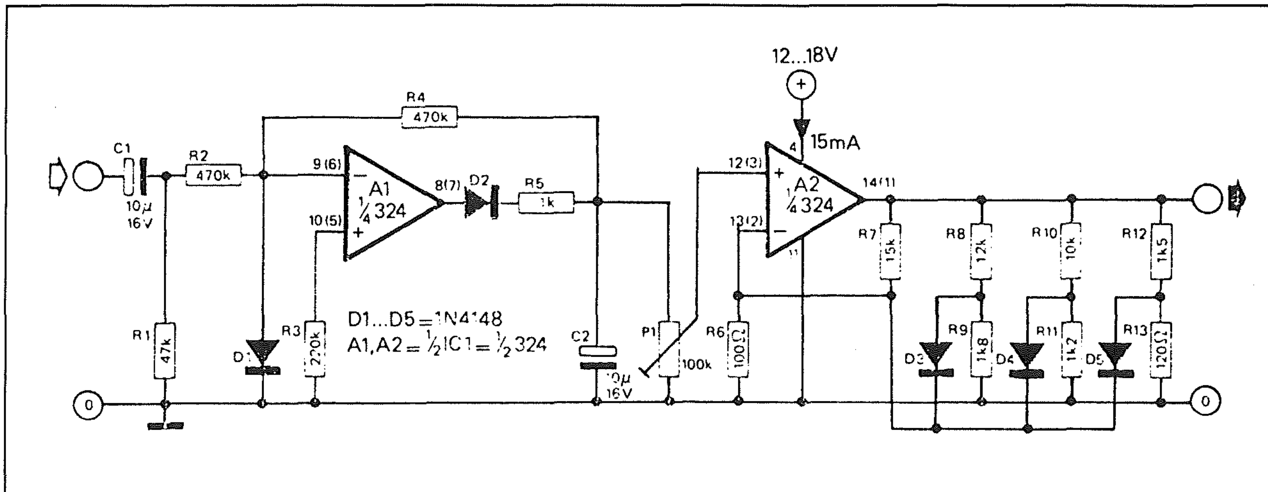
$$U_{be} = U_t \,.\, \ln\,[I_c/I_{lek}]$$

Hierin is:
- U_{be}: de basis-emitter spanning van de geleidende transistor;
- U_t een fysische grootheid van de halfgeleider, die tamelijk temperatuursafhankelijk is;
- I_c: de collectorstroom die door de transistor vloeit;
- I_{lek}: de lekstroom van de transistor, die zeer afhankelijk is van de temperatuur.

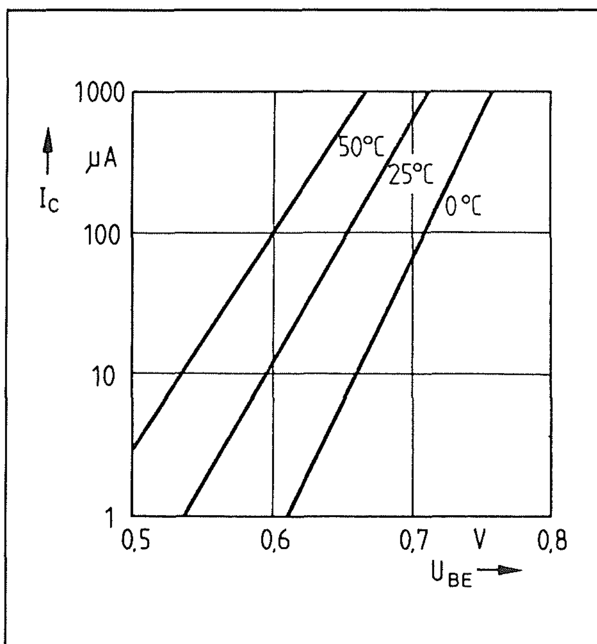
De basisschakeling

Als men, zoals getekend in figuur 3/12.6-12, een silicium transistor opneemt in de terugkoppeling van een operationele versterker, ontstaat in theorie een ideale logaritmische versterker.

12.6 Op-amp's als niet-lineaire versterkers



Figuur 3/12.6-10: Een VU-meter met een lineaire schaal tussen -18 dB en +4 dB.



Figuur 3/12.6-11: Het grafische verband tussen U_{be} en I_c laat, als de stroom-as logaritmisch wordt ingedeeld, mooie rechte lijnen zien.

De niet-inverterende ingang van de operationele versterker ligt aan de massa. Het gevolg is dat ook de inverterende ingang het massa-potentiaal opzoekt.

De collector van de transistor ligt dus aan de massa. De stroom I_c hangt dan alleen af van de waarde van de ingangsspanning en van de waarde van de weerstand R1:

$$I_c = U_{IN}/R_1$$

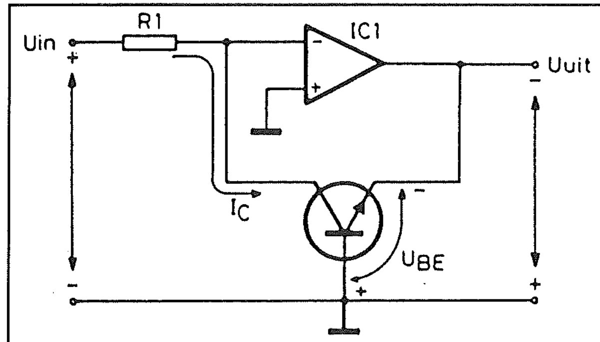
Zoals duidelijk uit de tekening blijkt is de uitgangsspanning van de operationele versterker gelijk aan de basis/emitter spanning van de transistor. Hieruit volgt dat men de uitgangsspanning van de schakeling kan schrijven als:

$$U_{uit} = U_t \,.\, \ln\,[U_{in}/R_1 . I_{lek}]$$

De uitgangsspanning is dus gelijk aan de logaritmische waarde van de ingangsspanning!

De getekende schakeling lijkt dus een ideale logaritmische versterker, maar heeft nogal wat nadelen:
- De uitgangsspanning is zeer laag, want gelijk aan de basis/emitter spanning van de transistor, dus gemiddeld 0,6 V.
- De variatie op de uitgangsspanning is zeer klein, omdat de basis/emitter spanning van een transistor nooit groter of kleiner kan worden dan respectievelijk 0,8 V en 0,5 V.

12.6 Op-amp's als niet-lineaire versterkers



Figuur 3/12.6-12: Het schema van een schakeling die in theorie een ideale logaritmische versterker zou moeten zijn.

- Er moet dus flink naversterkt worden en bovendien moet de gemiddelde waarde van U_{be} met een verschilversterker uitgefilterd worden.
- Het grootste nadeel van de schakeling is echter dat de termen U_t en I_{lek} in de formule staan. Dit zijn twee temperatuursafhankelijke grootheden, met als gevolg dat de werking van de schakeling volledig afhankelijk is van de omgevingstemperatuur. De variatie op I_{lek} onder invloed van de temperatuur is zelfs zo groot dat de uitgangsspanning meer zal variëren onder invloed van de temperatuur dan onder invloed van variaties op de ingangsspanning!

Het is vooral deze laatste factor die de beschreven schakeling praktisch volledig onbruikbaar maakt.

De temperatuur gecompenseerde logaritmische versterker

Gelukkig kan men aan deze extreem grote temperatuursafhankelijk wat doen. Het basisschema van een temperatuur gecompenseerd logaritmische versterker is getekend in figuur 3/12.6-13.

De schakeling is in feite opgebouwd uit de combinatie van twee schakelingen volgens figuur 3/12.6-12.

Rond IC1 zit het schema van de basisschakeling. Rond IC2 staat een identieke schakeling.

De ingang van deze schakeling word echter verbonden met een constante spanning U_{cte}. De twee transistoren worden op een specifieke manier met elkaar verbonden en in deze specifieke manier zit het geheim van de temperatuurscompensatie.

De uitgangsspanning van de schakeling is gelijk aan:

$$U_{uit} = U_{be} - U_0$$

Hierin staat U_0 voor de basis/emitter spanning van de transistor T2. Deze spanning wordt uiteraard weer logaritmisch bepaald door de collectorstroom I_0, die op zijn beurt weer afhankelijk is van de constante spanning U_{cte}. Gaat men, via de reeds bekende formule, het verband tussen in- en uitgangsspanning berekenen, dan ontstaat de uitdrukking:

$$U_{uit} = U_t \,.\, \ln\,[I_c/I_0]$$

De zeer temperatuursgevoelige factor I_{lek} is uit de formule verdwenen!

De enige temperatuursafhankelijke factor is U_t, maar omdat de invloed van de temperatuur hierop niet zo erg groot is kan men deze vrij gemakkelijk compenseren.

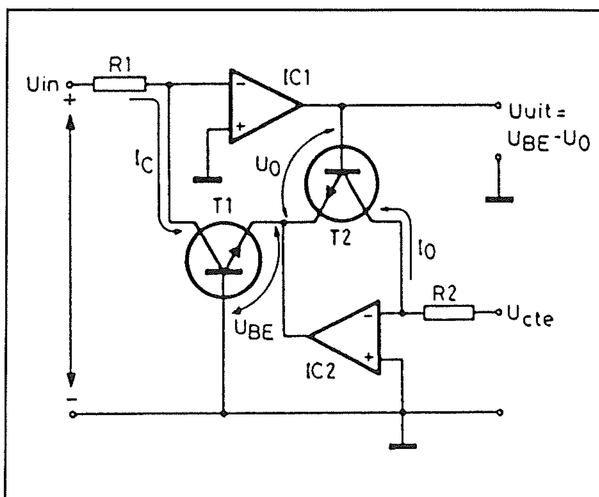
Variaties op een thema

Op het schema van figuur 3/12.6-13 zijn talloze variaties bedacht, die allen tot functie hebben de temperatuursstabiliteit van de logaritmische versterker zo groot mogelijk te maken. Zo zal men in de meeste gevallen twee transistoren gebruiken die in een array zitten. Men is er dan zeker van dat de transistoren op dezelfde tem-

peratuur staan en geen verschillen in I_{lek} zullen optreden. Daarnaast vinden de meeste ontwerpers het handiger de tweede schakeling te sturen met een constante stroom in plaatst van met een constante spanning. De collectorstroom I_0 wordt dan niet via een weerstand afgeleid uit een spanningsbron, maar rechtstreeks geleverd door een stroombron.

Door tussen de emitters van de twee transistoren een weerstand op te nemen probeert men de lineariteit over een zo breed mogelijk gebied van de ingangsspanning te handhaven.

De temperatuurscoëfficiënt van U_t wordt soms opgevangen door in de schakeling een thermistor of NTC op te nemen.



Figuur 3/12.6-13: Het principiële schema van de temperatuur gecompenseerde logaritmische versterker.

Praktische voorbeeld-schakelingen

Trouw aan het principiële gebeuren

De eerste voorbeeld-schakeling die wordt besproken volgt het schema van figuur 3/12.6-13 wel heel letterlijk op de voet. De schakeling is getekend in figuur 3/12.6-14 en werd ontwikkeld door NatSemi.

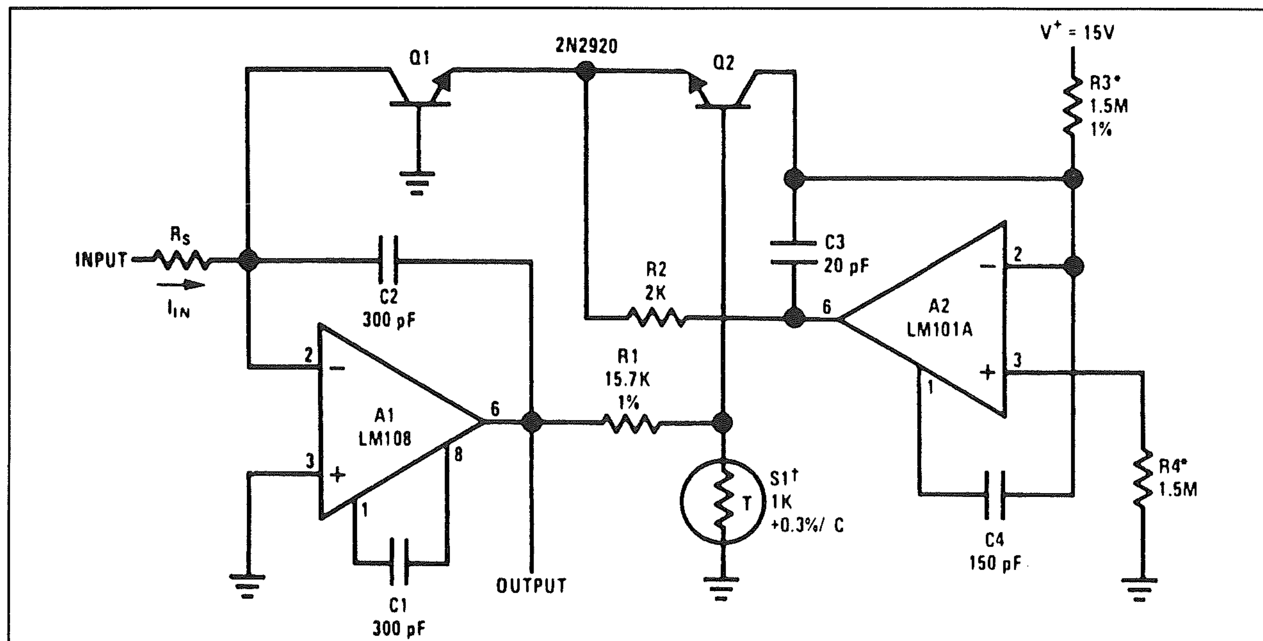
De schakeling zet een ingangsstroom tussen 10 nA en 1 mA om in een uitgangsspanning met een omzettingsfactor van 1 V per decade. Als de ingangsstroom vertienvoudigt, zal de uitgangsspanning met 1 V stijgen. Voor de twee transistoren wordt een 2N2920 gebruikt, een dubbele transistor in één behuizing. De temperatuurscoëfficiënt van U_t wordt gecompenseerd door de thermistor S1, die een tempco van +0,3 %/°C moet hebben. De weerstand R3 moet verbonden worden met een zeer stabiele voedingsspanning van +15 V. De waarde van deze weerstand bepaalt de waarde van de ingangsstroom, waarbij de uitgangsspanning gelijk is aan 0 V. Met de ingetekende waarde gebeurt dit bij een ingangsstroom van 10 µA.

Meetversterker met een bereik van 60 dB

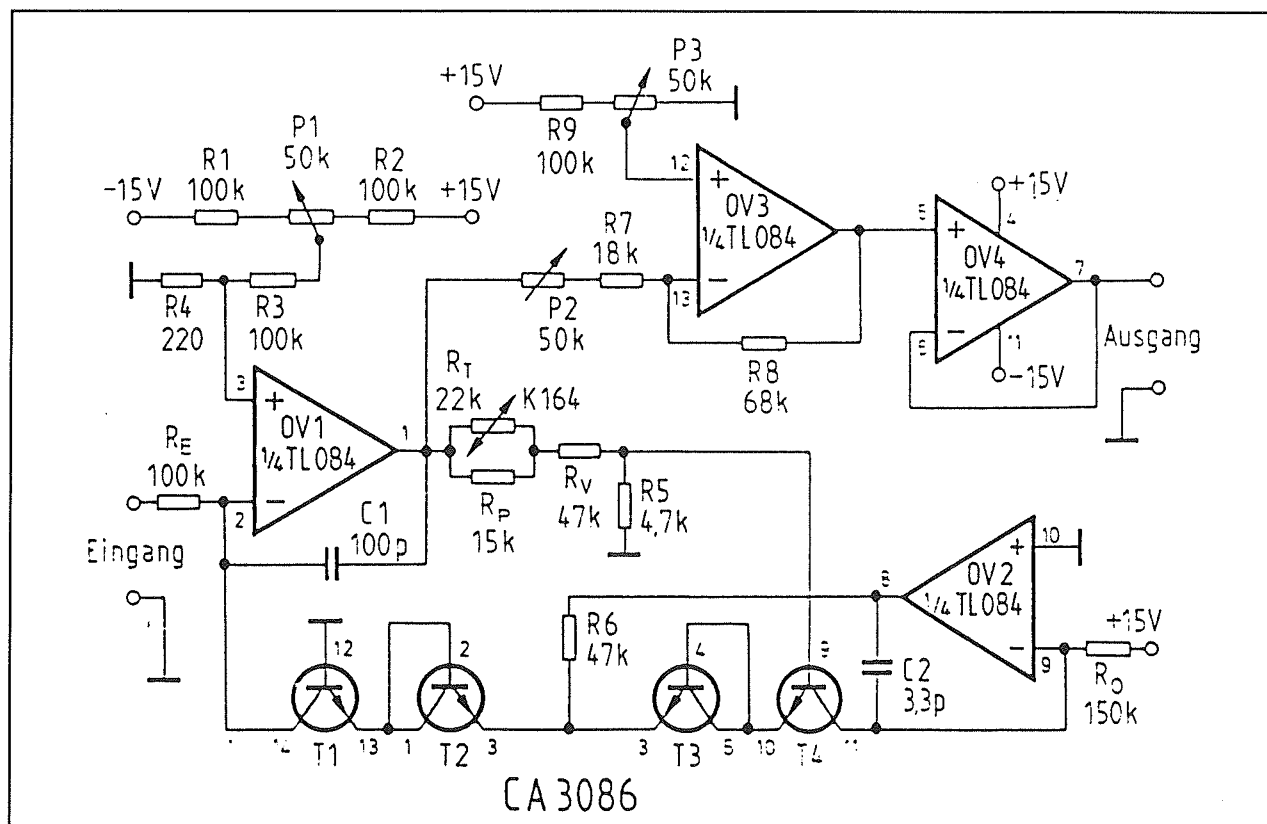
In figuur 3/12.6-15 is een logaritmische versterker getekend, die aan zeer hoge eisen voldoet. De schakeling heeft een dynamisch bereik van 60 dB, wat er op neer komt dat de ingangsspanning mag variëren tussen 10 mV en 10 V. De uitgangsspanning varieert dan tussen 0 V en +10 V. De schakeling is dus ideaal voor het maken van een digitale dB-meter, waarbij overigens een resolutie van 0,1 V meer dan genoeg is!

De meetresolutie bedraagt dan nog steeds 1 dB, hetgeen realistisch te noemen is als men bedenkt dat de schakeling een fout van maximaal +/-0,2 dB heeft over een temperatuurbereik van +10 °C tot +45 °C. Zou men de uitlezing een resolutie geven van 0,01 V, dan zou men in principe tot 0,1 dB nauwkeurig kunnen meten. Maar dat heeft, gezien de mogelijke onnauwkeurigheid van 0,2 dB, weinig zin!

12.6 Op-amp's als niet-lineaire versterkers



Figuur 3/12.6-14: Een logaritmische versterker die een ingangsstroom omzet in een logaritmische uitgangsspanning.



Figuur 3/12.6-15: Een schakeling van een logaritmische versterker, waarmee men een digitale dB-meter kan maken met een bereik van 60 dB.

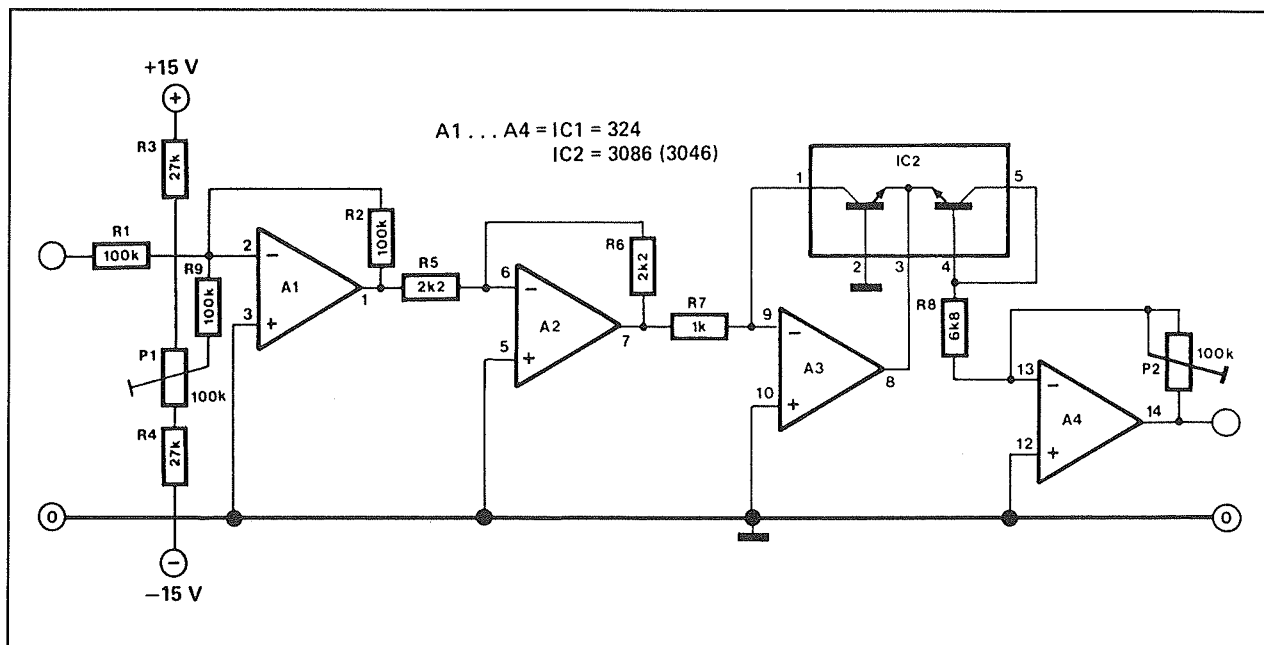
12.6 Op-amp's als niet-lineaire versterkers

De +10 V uitgangsspanning van de schakeling moet dan uiteraard door middel van een weerstandsdelertje gereduceerd worden tot +6 V, zodat de schaalfactor van de meter 10 dB/V bedraagt.
De vier operationele versterkers zitten in één IC. Hetzelfde geldt voor de vier transistoren die in deze schakeling gebruikt worden. Daarvoor gebruikt men het beroemde array CA3086.
Voor het afregelen van de schakeling heeft men een nauwkeurige gelijkspanningsbron nodig, waarvan men spanningen van +10 V, +1 V, +100 mV en +10 mV kan aftakken.
Op de uitgang van de schakeling wordt een digitale gelijkspanningsmeter aangesloten. Men zet afwisselend +10 V en +1 V op de ingang en regelt de instelpotentiometers P3 en P4 zo af, dat uitgangsspanningen van respectievelijk +10 V en +8 V gemeten worden. Deze afregeling zal men stap voor stap moeten uitvoeren, waarbij steeds voorzichtig naar de twee waarden wordt toegewerkt. Nadien legt men spanningen van +100 mV en +10 mV aan en regelt P1 af op de best mogelijke lineariteit.

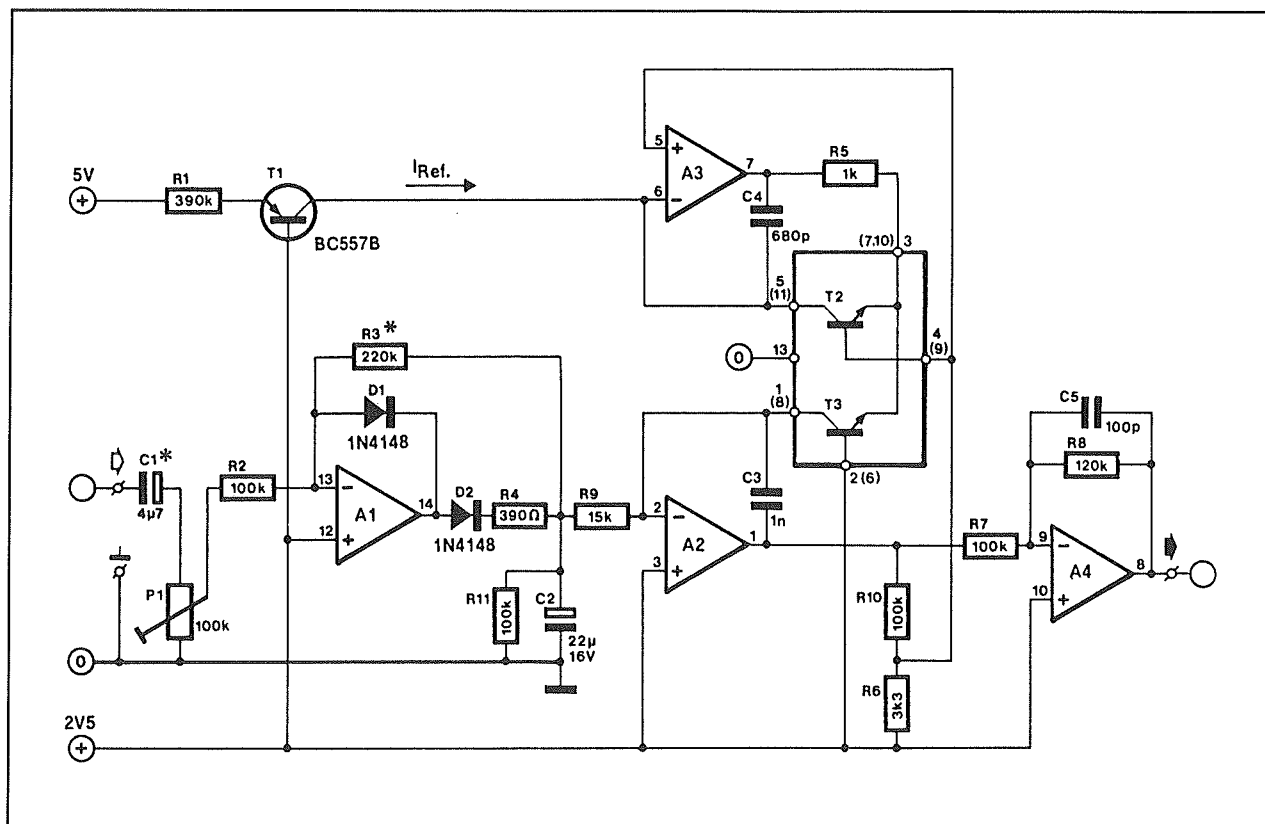
Logaritmische versterker voor de modelbouw
In figuur 3/12.6-16 is een schakeling getekend, die een ingangsspanning van 0 V tot +8 V logaritmisch omzet in een uitgangsspanning van 0 V tot +4 V.
De bedoeling?
Bij het elektronisch besturen van auto-, vliegtuig- en scheepsmodellen komt het vaak voor dat de gevoeligheid van de stuurknuppels die de wielen en roeren bedienen veel te groot is. Een onverwachte grote uitslag van de knuppel kan tot fatale richtingsveranderingen van het model voeren. Als men deze schakeling tussen de stuurknuppel en de verdere elektronica opneemt heeft men hiervan minder last. Op kleine bewegingen van de stuurknuppel reageert het model heel gevoelig. Grotere bewegingen hebben, dank zij de logaritmische karakteristiek van de schakeling, niet zo'n dramatische uitwijkingen tot gevolg.
Ook nu zitten de twee transistoren in de CA3086 en gebruikt men vier operationele versterkers die in één IC zitten.

VU-meter met lineaire schaal van 60 dB
In figuur 3/12.6-17 is een logaritmische versterker getekend met een dynamisch bereik van 60 dB. Hetzelfde bereik dus als de schakeling van figuur 3/12.6-15. Maar omdat het de bedoeling is de schakeling te gebruiken als VU-meter met een LED-schaal als uitlezing moeten er aan de nauwkeurigheid niet zo'n hoge eisen gesteld worden.
De schakeling is dan ook veel eenvoudiger van opzet.
De eerste operationele versterker A1 vormt de gelijkrichter, die de audiospanning van recorder of versterker omzet in een mooie gelijkspanning over de condensator C2. De operationele versterkers A2 en A3 vormen, samen met de transistoren T2 en T3, de feitelijke logaritmische versterker. De laatste operationele versterker A4 vormt een uitgangsversterker, waarmee men de uitgangsspanning van de logaritmische versterker kan aanpassen aan de gevoeligheid van de LED-meter.
Ook nu wordt een CA3086 gebruikt om de temperatuursstabiliteit van de schakeling te optimaliseren. De temperatuurscoëfficiënt van de logaritmische versterker wordt verder niet gecompenseerd, omdat dit voor het beoogde doel niet noodzakelijk is.

12.6 Op-amp's als niet-lineaire versterkers



Figuur 3/12.6-16: Een logaritmische versterker die goed van pas komt bij de elektronische besturing van modellen.



Figuur 3/12.6-17: Een gelijkrichter plus logaritmische versterker voor een lineaire VU-meter met een bereik van 60 dB.

12.6 Op-amp's als niet-lineaire versterkers

3/12.7
Op-amp's als filters

Inleiding

Belangrijke analoge schakelingen

Filters zijn zeer belangrijke analoge schakelingen die in ruime mate worden toegepast in tal van apparaten. In de meeste analoge apparatuur zal men een of meerdere filters aantreffen. Natuurlijk moet men een onderscheid maken tussen filters, die met operationele versterkers samengesteld kunnen worden en alle andere soorten.

Alle filters die in de radio- en TV-techniek worden gebruikt vallen buiten het kader van dit hoofdstuk. Want dat zijn hoogfrequente filters en deze kunnen per definitie niet met operationele versterkers samengesteld worden.

De bandbreedte van zelfs de breedste op-amp is veel te klein voor het verwerken van de gebruikte frequenties. In de laagfrequente techniek zijn er echter genoeg toepassingen te verzinnen waarbij de doe-het-zelver met filtertechniek te maken krijgt.

- De toonregeling in een audio-versterker zou bijvoorbeeld niet kunnen werken zonder gebruik te maken van filters!
- Om maar niet te spreken van de moderne "equaliser" met minstens vijf banden, die tegenwoordig zelfs in iedere goedkope midi-set aanwezig is. Een dergelijke schakeling barst van de filters.
- Daarnaast worden filters in iedere CD-speler toegepast om het herwonnen analoge signaal van de restanten van de sample-frequentie te ontdoen.
- In alle overige digitaal werkende apparatuur, zoals DAT, DDC, etc., worden vergelijkbare filtertechnieken gebruikt.

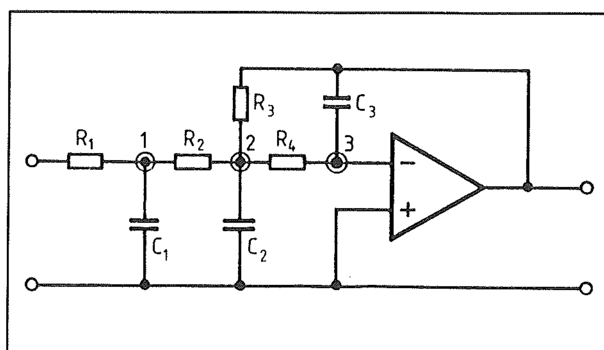
Moeilijke analoge schakelingen

Ondanks hun belangrijkheid hebben de meeste elektronica hobby-isten echter niet veel ervaring met filters. Dat is zeer begrijpelijk, want het ontwerpen van een goed filter is niet eenvoudig en zonder een behoorlijke dosis wiskunde komt men niet ver! Bovendien bestaan er zoveel verschillende soorten en typen dat men al specialist moet zijn om enig overzicht te behouden en te weten voor welke toepassing welk filter het beste is.

Een doe-het-zelver met een kleine wiskundeknobbel is nog wel in staat om een eenvoudige versterkertrap te berekenen. Hetzelfde kan echter niet gezegd worden over filters!

Als afschrikwekkend voorbeeld van de complexiteit van filters is in figuur 3/12.7-1 een op het oog heel eenvoudig schakelingetje getekend. Dit is een laagdoorlaat filtertje van de derde orde (zie

later). Wie nu aan dit filter zou willen rekenen en bijvoorbeeld het verband tussen de in- en de uitgangsspanning U_a/U_e (dus de versterking V) voor verschillende frequenties zou willen bepalen moet gebruik maken van het eenvoudige formuletje dat in figuur 3/12.7-2 geopenbaard wordt!



Figuur 3/12.7-1: Een "eenvoudige" filterschakeling, zo lijkt het ....

Hoe dan wel?

Het zal duidelijk zijn dat een hoofdstuk over analoge filters met operationele versterkers in een handboek dat typisch voor doe-het-zelvers bedoeld is zich niet met de wiskundige theorieën achter filters kan bezig houden.

In dit hoofdstuk zal wel eerst een algemene inleiding worden gegeven over het begrip "filter". Nadien zullen de verschillende soorten en typen in het kort behandeld worden, uiteraard met hun eigenschappen en specificaties. Tot slot zullen praktische schakelingen beschreven worden van filters die zijn opgebouwd rond operationele versterkers.

De op-amp als ideale basis

Laagfrequent filters kunnen uiteraard ook met passieve elementen of met transistoren worden samengesteld. Toch zal men tegenwoordig niet vaak dergelijke schakelingen aantreffen. Operationele versterkers zijn namelijk ideale onderdelen om de basis van gelijk welke (tamelijk) laagfrequente filterschakeling te vormen. Operationele versterkers hebben immers voor het berekenen van filters de onderstaande gunstige eigenschappen:

- een zo goed als oneindig hoge ingangsimpedantie tussen de beide ingangen, die in berekeningen volledig te verwaarlozen is;
- een open-lus versterking die zo hoog is dat men deze vaak in benaderende berekeningen gelijk kan stellen aan oneindig;
- een uitgangsimpedantie die de 0 Ω benadert en die ook alweer geschrapt kan worden uit de filterwiskunde;
- een bandbreedte die ver boven de grenzen uitstijgt van het frequentiegebied dat men bij laagfrequent toepassingen nodig heeft;
- op een zeer eenvoudige manier symmetrisch te voeden, waardoor de elektronica rond de op-amp alleen voor het definiëren van de filter-eigenschappen dient en niet voor het instellen van de schakeling.

$$\underline{V} = \frac{\underline{U}_a}{\underline{U}_e} = -1 \Big/ \Big\{ \frac{R_1+R_2}{R_3} + \omega_g \Big[(R_1+R_2+R_4+\frac{R_1 R_4}{R_3}+\frac{R_2 R_4}{R_3})C_3 + \frac{R_1 R_2}{R_3} C_1 \Big] \cdot P$$
$$+ \omega_g^2 \Big[(R_1 R_2 + R_1 R_4 + \frac{R_1 R_2 R_4}{R_3}) C_1 C_3 + (R_1 R_4 + R_2 R_4) C_2 C_3 \Big] \cdot P^2 + \omega_g^3 R_1 R_2 R_4 C_1 C_2 C_3 \cdot P^3 \Big\}$$

Figuur 3/12.7-2: .... maar met een verschrikkelijk ingewikkelde transfer-formule!

12.7 Op-amp's als filters

Filter definities

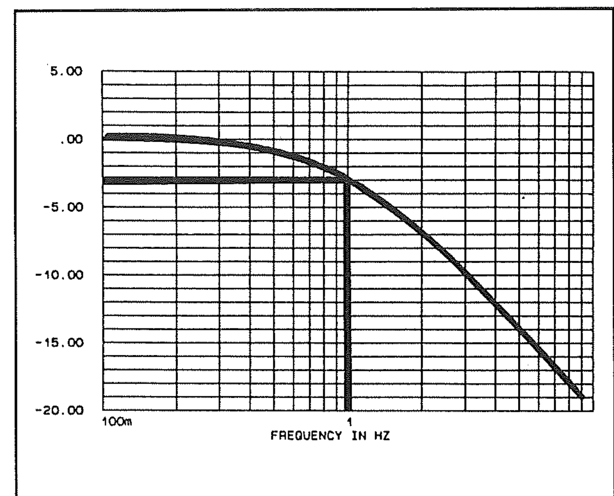
Inleiding

Net zoals ieder ander elektronisch netwerk wordt ook een analoog filter gekenmerkt en gedefinieerd door een aantal eigenschappen en specificaties.
De voornaamste specificaties van een analoog filter zijn:
- de amplitude- of doorlaat-karakteristiek;
- de steilheid;
- de orde;
- de afsnijfrequentie f_0 of f_c;
- de fase-karakteristiek;
- de Bode-plot;
- de looptijd-karakteristiek;
- de stap-respons.

In de volgende paragraafjes zullen deze begrippen worden toegelicht.

Wat is een filter?

Een filter is een schakeling met een frequentie-afhankelijke doorlaat- of amplitude-karakteristiek. Dat wil zeggen dat de versterking of verzwakking van de schakeling afhankelijk is van de frequentie van het signaal dat men aan de ingang aanlegt. De doorlaat-karakteristiek is dan ook dé belangrijkste specificatie van gelijk welk filter.
In de meeste gevallen wordt de versterking of verzwakking bij verschillende frequenties uitgedrukt in dB ten opzichte van een referentie-frequentie waarbij de verzwakking of versterking wordt gelijk gesteld aan 0 dB.
Een dergelijke doorlaat-karakteristiek van een filter is getekend in figuur 3/12.7-3. Let er goed op dat de horizontale frequentie-as een logaritmische schaalindeling heeft. Dat wil dus zeggen dat iedere frequentie-decade (van 1 kHz tot 10 kHz, etc.) door een even breed gebied op de as wordt voorgesteld.



Figuur 3/12.7-3: De doorlaat- of eerste Bode-karakteristiek van een filter.

Deze doorlaat-karakteristiek wordt ook wel eens het "eerste Bode-diagram" genoemd.

De afsnijfrequentie

Uit het eerste Bode-diagram kan een belangrijke specificatie van een filter afgeleid worden. Er is een bepaalde frequentie, waarbij de verzwakking van het filter gestegen is tot -3 dB. In figuur 3/12.7-3 is dit punt met vette lijnen aangegeven. Deze frequentie wordt de afsnijfrequentie van het filter genoemd en wordt in de meeste gevallen voorgesteld door het symbool f_0 of f_c. De "c" staat voor het Engelse "cut-off".

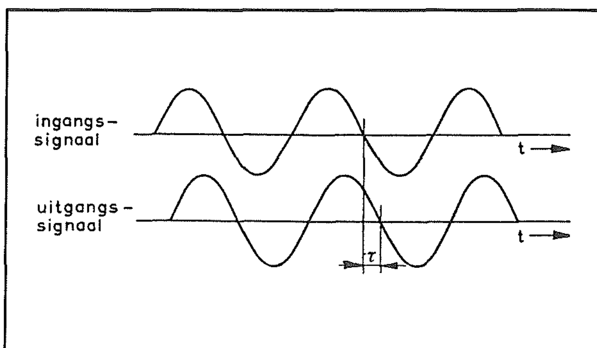
De steilheid van een filter

In principe zou een filter een scherp eerste Bode-diagram moeten hebben. Alle frequenties tot een bepaalde waarde worden onverzwakt doorgelaten, alle overige frequenties worden oneindig verzwakt. Uit figuur 3/12.7-3 blijkt echter dat dit in

de praktijk niet het geval is. De doorlaatkarakteristiek heeft een bepaalde helling, die de steilheid van het filter wordt genoemd. Deze steilheid is een tweede belangrijke eigenschap van ieder filter.
In de meeste gevallen wordt deze steilheid uitgedrukt in dB/octaaf of dB/decade.
In het eerste geval meet men de verzwakking die optreedt tussen de afsnijfrequentie en de dubbele afsnijfrequentie.
In het tweede geval meet men de verzwakking tussen de afsnijfrequentie en de tienvoudige afsnijfrequentie. In de praktijk wordt de steilheid echter meestal uitgedrukt in dB/octaaf.

De orde van het filter

De orde van het filter heeft rechtstreeks te maken met de steilheid ervan. Hoe steiler het filter, hoe hoger de orde.
Een filter van de eerste orde heeft een steilheid van 6 dB/octaaf. Een filter van de tweede orde haalt een verzwakking van 12 dB/octaaf. Iedere stijging van de steilheid met 6 dB/octaaf verhoogt de orde met de eenheid. Een vierde orde filter verzwakt dus met 24 dB/octaaf.

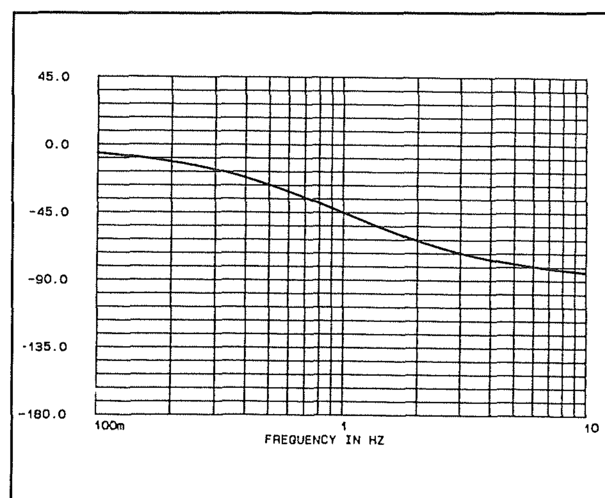


Figuur 3/12.7-4: Tussen de in- en de uitgangsspanning van een filter ontstaat een faseverschil.

De fase-karakteristiek van een filter

Als men aan een filter een zuiver sinusoidaal verlopende spanning legt en men zet met een tweekanaals oscilloscoop de in- en de uitgangsspanning van het filter op het scherm, dan stelt men iets uiterst merkwaardig vast. Zoals uit figuur 3/12.7-4 blijkt ontstaat er een faseverschil tussen beide spanningen. Het is net alsof het filter het signaal iets vertraagt.

Dit faseverschil τ wordt uitgedrukt in graden (°). De volle periode van de sinus wordt ingedeeld in 360°. Men kan dan meten met hoeveel graden de faseverschuiving τ overeenkomt. Het faseverschil is niet constant, maar afhankelijk van de frequentie.
Een tweede belangrijke grafiek van ieder filter is dan ook de fase-karakteristiek. Deze grafiek, ook wel eens het "tweede Bode-diagram" genoemd, geeft de faseverschuiving weer tussen het ingangssignaal en het uitgangssignaal en dit alweer in functie van de signaalfrequentie.

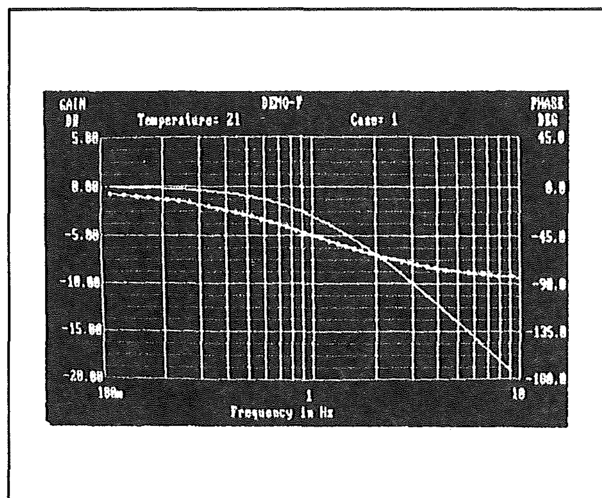


Figuur 3/12.7-5: De fase-karakteristiek of tweede Bode-diagram van een filter.

In figuur 3/12.7-5 is als voorbeeld de fasekarakteristiek van een laagdoorlaatfilter van de eerste orde getekend. Ook nu

wordt gewerkt met een logaritmische frequentie-as! De vertikale fase-as heeft een lineaire indeling in graden.

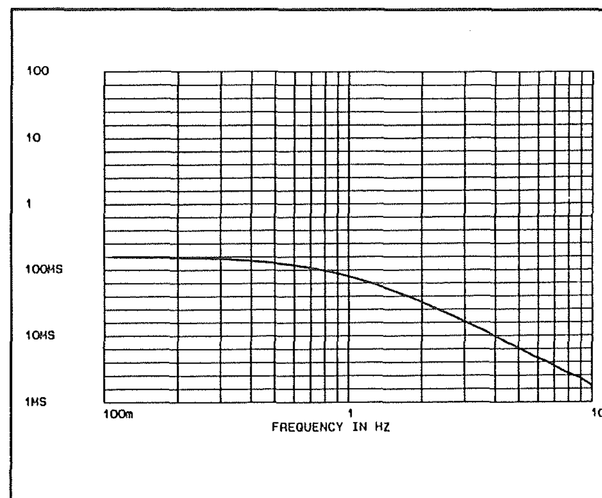
De Bode-plot van een filter
Vaak worden de amplitude- en de fasekarakteristieken van een filter in één grafiek weergegeven. Men spreekt dan van de "Bode-plot" van het filter. De grafiek geeft immers zowel het eerste als het tweede Bode-diagram weer.



Figuur 3/12.7-6: De door een computerprogramma berekende Bode-plot van een filter.

In figuur 3/12.7-6 is als voorbeeld de Bode-plot van een laagdoorlaatfilter getekend. Dergelijke plot's worden tegenwoordig niet meer zélf berekend, maar door simulatie-programma's op de computer. De linker vertikale as geeft steeds de amplitude-karakteristiek in dB weer, de rechter vertikale as de fase-karakteristiek in graden. De horizontale as geeft uiteraard de logaritmische frequentieverdeling weer.

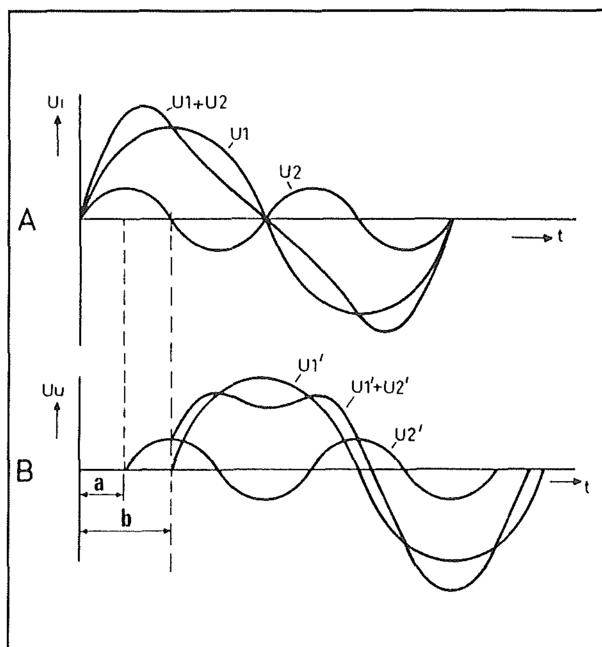
De looptijd van een filter
Uit het feit dat een filter faseverschuivingen introduceert kan men afleiden dat een filter het ingangssignaal vertraagt. Een derde belangrijke grafiek van ieder filter is dan ook de looptijd-karakteristiek. In deze grafiek, zie figuur 3/12.7-7, wordt alweer op een logaritmische frequentie-as, uitgezet hoeveel µs of ms signalen met een bepaalde frequentie vertraagd worden. Of, met andere woorden, hoe lang het signaal er over doet om van de ingang naar de uitgang van het filter te migreren.



Figuur 3/12.7-7: De loooptijd-karakteristiek van een filter.

De stap-respons van een filter
Als men aan de ingang van een filter opeens een spanningssprong legt, dan zal het filter daar op een heel specifieke manier op reageren. Het zal duidelijk zijn dat dezelfde plotselinge spanningssprong niet op de uitgang is terug te vinden! Een spanningssprong is immers, denk aan de theorie van Fourier, samengesteld uit een heleboel harmonische frequenties. Nu zal het filter voor al die frequenties verschillende faseverschuivingen en looptijden hebben. Het gevolg is dat de samenstelling van het signaal door het filter grondig beïnvloed wordt.

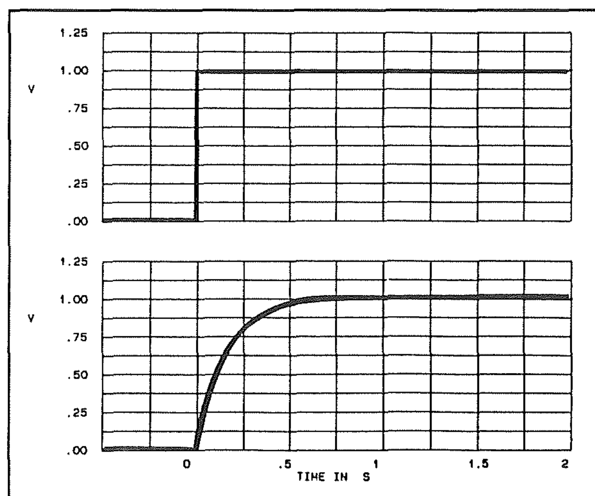
12.7 Op-amp's als filters



Figuur 3/12.7-8: De signaalvervorming die door de fase-karakteristieken van een filter ontstaat.

Een heel sprekend voorbeeld van dit gedrag is voorgesteld in figuur 3/12.7-8. Aan de ingang van een filter wordt een signaal U_1+U_2 gelegd. Volgens Fourier kan men dit signaal ontleden in twee sinusvormige spanningen U_1 en U_2. Het filter vertraagt het signaal U_2 over een hoek van b°. Het signaal U_1 wordt echter over een kleinere fazehoek a° vertraagd. Het gevolg is dat het uitgangssignaal van het filter gelijk wordt aan $U_1'+U_2'$. Uit de grafiek blijkt heel duidelijk dat dit samengestelde signaal er heel anders uitziet dan het samengestelde signaal aan de ingang!

Dergelijke eigenschappen van filters kunnen worden samengevat in een grafiek, die men de stap-respons karakteristiek noemt. In figuur 3/12.7-9 is een voorbeeld van de stap-respons van een filter getekend. De grafiek geeft het spanningsverloop weer (vertikale as) in functie van de tijd (horizontale as).



Figuur 3/12.7-9: De stap-respons van een filter.

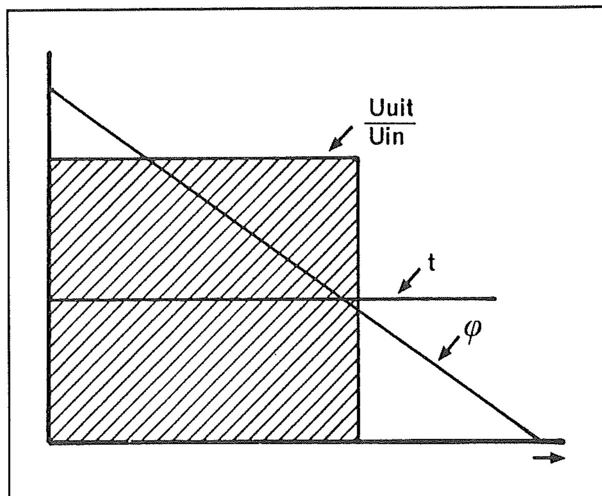
Als standaard wordt aan de ingang een stapspanning met een amplitude van 1 V gelegd. De grafiek geeft het verband tussen deze sprong aan de ingang en de door het filter gegenereerde uitgangsspanning.

De stap-respons geeft belangrijke informatie over hoe een filterschakeling zich in de praktijk zal gedragen. In het laboratorium wordt meestal gemeten met zuivere sinusoidale spanningen. In de praktijk zal een filter echter veel meer aan stapspanningen worden blootgesteld. Denk maar aan een filter in een geluidsysteem waarvan het ingangssignaal alles behalve sinusoidaal is maar eerder de ene na de andere stapspanning voorstelt!
Uit de stap-respons kan men bijvoorbeeld afleiden of een filter een bepaald "inslingerings"-gedrag vertoont en of er sprake is van "overshoot" op het uitgangssignaal.

Het ideale filter

Een ideaal filter (als voorbeeld wordt een laagdoorlaatfilter genomen) zou karakteristieken moeten vertonen zoals deze in figuur 3/12.7-10 zijn samengevat.

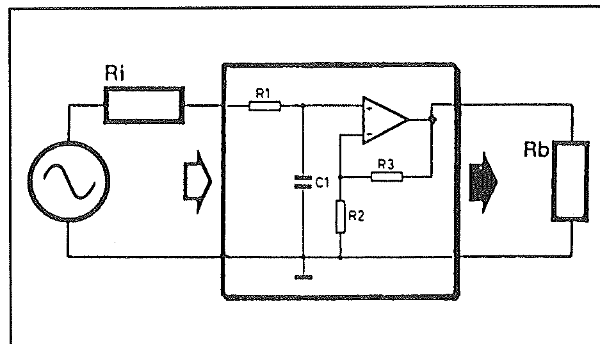
12.7 Op-amp's als filters



Figuur 3/12.7-10: De karakteristieken van een ideaal filter.

De amplitude-karakteristiek U_{uit}/U_{in} verloopt kaarsrecht tot aan de filterfrequentie en vertoont nadien een oneindig hoge verzwakking. De fase-karakteristiek φ verloopt weliswaar met een helling, maar kaarsrecht. De looptijdvertraging t is voor alle frequenties constant.
Het zal duidelijk zijn dat een dergelijk ideaal filter in de praktijk niet bestaat! Maar het is de taak van filterontwerpers om deze ideale karakteristieken zo goed mogelijk te benaderen. En aan deze "zo goed mogelijke benadering" zijn heel wat beroemde namen gekoppeld!

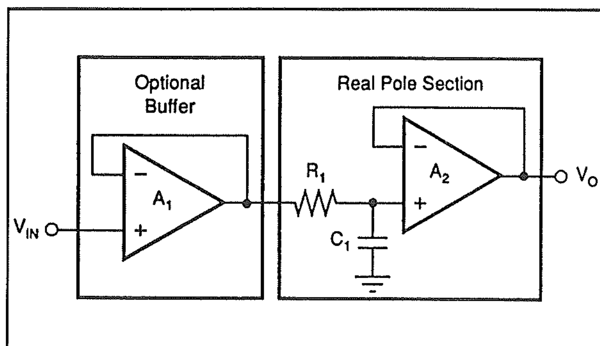
Belangrijke opmerking
Filters met operationele versterkers bestaan in alle gevallen uit netwerken van weerstanden en condensatoren, die tussen de ingang van de schakeling en de ingangen en uitgang van de operationele versterkers zijn geschakeld. Het is van belang dat een dergelijke schakeling wordt aangestuurd uit een spanningsbron die een zo gering mogelijk inwendige weerstand bezit. Zou namelijk de waarde van de inwendige weerstand van de signaalbron te groot zijn, dan zal deze weerstandswaarde zich optellen bij de ingangsweerstand van de filterschakeling, waardoor de goede werking van het filter verstoord wordt.



Figuur 3/12.7-11: De inwendige weerstand van de signaalbron telt zich op bij de ingangsweerstand van het filter.

Wat dit in de praktijk tot gevolg heeft is getekend in figuur 3/12.7-11. Het filter bestaat uit de onderdelen R1, C1 en de schakeling rond de operationele versterker. Uit dit schema blijkt overduidelijk wat er bedoeld wordt! Stel dat men kan berekenen dat de weerstand R1 een waarde van 10 kΩ moet hebben om een bepaalde filterkarakteristiek te realiseren. Als de signaalgenerator die het filter van signaal voorziet een eigen inwendige weerstand Ri heeft van 5 kΩ, dan zal deze waarde in serie staan met R1. De reële waarde van de filterweerstand wordt dan 15 kΩ, hetgeen de karakteristieken van het filter danig verstoort. Vandaar dat tussen de ingang van de schakeling en de ingang van het "echte" filternetwerk steeds een bufferversterker moet worden geplaatst. Dat kan een als spanningsvolger geschakelde operationele versterker zijn, die een zeer hoge ingangsimpedantie heeft en een te verwaarlozen uitgangsimpedantie. Dit standaard systeem voor het aansturen van filters is getekend in figuur 3/12.7-12. Op

deze manier wordt de werking van het filter volledig onafhankelijk van de eigenschappen van de signaalbron.



Figuur 3/12.7-12: Door het tussen schakelen van een bufferversterker wordt de invloed van de inwendige weerstand van de signaalbron volledig geëlimineerd.

Indeling van filters

Hoe in te delen?
Filters kan men op verschillende manieren indelen. Een voor de hand liggende indeling is uiteraard naar de doorlaatkarakteristiek. Maar daarnaast kan men filters ook nog indelen naar de manier waarop de ideale karakteristieken van figuur 3/12.7-10 zo goed mogelijk benaderd worden. Dit zou men een indeling naar filter-concept kunnen noemen.

Filtertypen
In de praktijk kan men vijf typen van filters onderscheiden:
- het laagdoorlaat filter;
- het hoogdoorlaat filter;
- het banddoorlaat filter;
- het bandsper filter;
- het allesdoorlaat filter.

De doorlaat-karakteristieken van deze vijf typen zijn samengevat in figuur 3/12.7-13.

- Het laagdoorlaat filter (a)
  Het ideale laagdoorlaat filter laat alle frequenties vanaf 0 Hz tot een bepaalde afsnijfrequentie f_0 onverzwakt door. Boven deze frequentie worden de signalen verzwakt, waarbij de verzwakking toeneemt naarmate de frequentie stijgt.
- Het hoogdoorlaat filter (b)
  Dit filter werkt tegengesteld. Alle signalen met een frequentie beneden een bepaalde afsnijwaarde worden verzwakt. Naarmate de frequentie stijgt neemt de verzwakking echter af. Alle signalen met frequenties boven de afsnijfrequentie worden onverzwakt doorgelaten.
- Het banddoorlaat filter (c)
  Dit filter laat alleen signalen door die frequenties hebben die tussen twee grenswaarden liggen. Afhankelijk van de samenstelling van het filter kunnen deze twee grensfrequenties dicht bij elkaar liggen of ver uit elkaar liggen.
- Het bandsper filter (d)
  Het bandsperfilter blokkeert alle signalen met frequenties tussen twee grenswaarden. Ook nu kunnen deze grenswaarden ver of dicht uit elkaar liggen.
- Het allesdoorlaat filter (e)
  Dit lijkt in eerste instantie een raar filter. Alle frequenties worden namelijk onverzwakt doorgekoppeld, maar er ontstaat een faseverschuiving tussen het signaal aan de ingang en het signaal aan de uitgang.

Indeling volgens karakteristieken
In het algemeen bestaat een filterschakeling uit een of meerdere operationele ver-

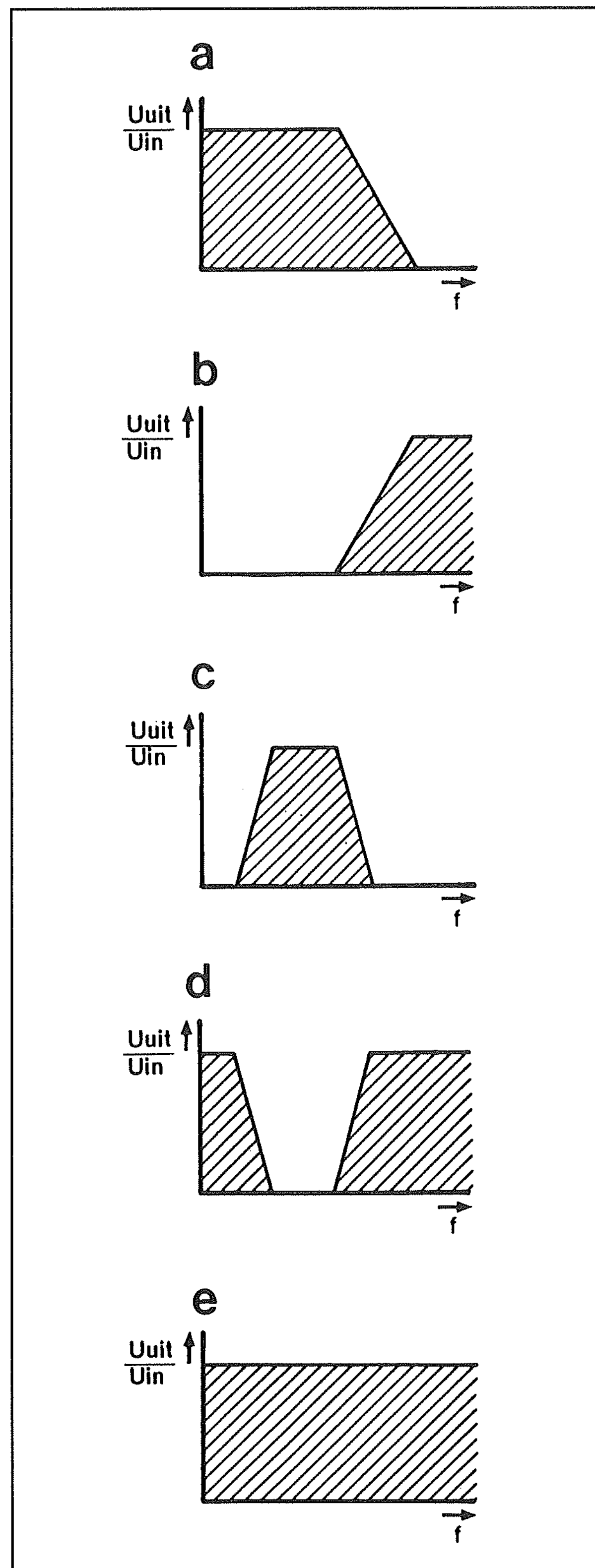
12.7 Op-amp's als filters

sterkers en een aantal weerstanden en condensatoren. De waarde van de weerstanden en de condensatoren bepalen alle filter-karakteristieken. Het gevolg is dat een en dezelfde schakeling, met een bepaalde afsnijfrequentie en een bepaalde steilheid, toch heel andere karakteristieken kan krijgen door andere waarden toe te kennen aan de weerstanden en de condensatoren. Zo kan men in filters van een hogere orde de karakteristieken in niet geringe mate beïnvloeden door de verschillende filtertrappen, die achter elkaar geschakeld worden, iets afwijkende afsnijfrequenties f_0 te geven. Het op deze manier benaderen van de ideale filterkarakteristieken is een bezigheid waar beroemde ontwerpers en wiskundigen zich nog steeds mee bezig houden. Er zijn tal van filter-concepten ontwikkeld. Het ene concept optimaliseert de doorlaatkarakteristiek, maar legt minder nadruk op de fase-karakteristiek. Het andere concept probeert de looptijd zo ideaal mogelijk te maken, maar heeft als nadeel dat de doorlaat-karakteristiek niet zo vlak verloopt.

In het algemeen kan men stellen dat als men probeert één van de karakteristieken te verbeteren men onmiddellijk geconfronteerd wordt met een verslechtering van de overige karakteristieken. Een ideaal filter bestaat niet en aan welke eigenschap men het meeste belang hecht hangt af van de toepassing van het filter. Toch kan men stellen dat zich vier concepten als standaard hebben doorgezet:

- het Bessel filter;
- het Butterworth filter;
- het Chebyshev filter;
- het Linkwitz filter.

In de volgende paragraafjes worden de specifieke eigenschappen van de drie eerste concepten in het kort beschreven.



Figuur 3/12.7-13: De doorlaat-karakteristieken van de vijf basis filtertypen.

12.7 Op-amp's als filters

Het Linkwitz concept is een speciaal concept dat alleen gebruikt wordt bij het ontwerpen van aktieve scheidingsfilters voor luidsprekers en dit zal in een afzonderlijk subhoofdstuk behandeld worden.

Het Bessel filter

De karakteristieken van dit filter-concept werden weliswaar berekend door de wiskundige Bessel, maar uitvoerig in de praktijk getoetst door W. E. Thomson van het research-laboratorium van de Britse Post. Vandaar dat men dit filter-concept soms ook wel Thomson noemt of Belles-Thomson. Het Bessel filter heeft als voornaamste eigenschap een zo goed als ideale stap-respons. Deze is weergegeven in figuur 3/12.7-14.

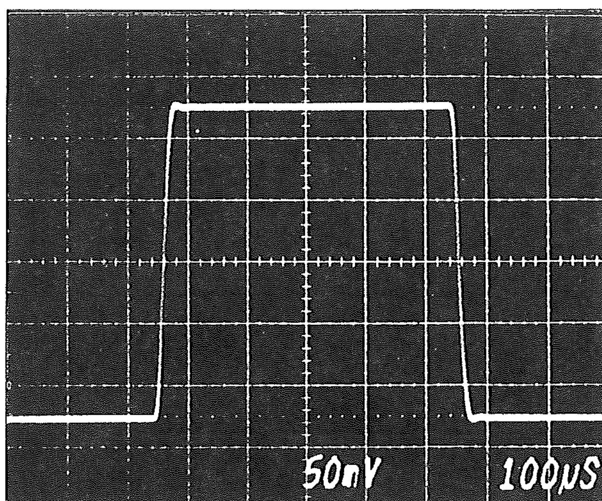
Als men aan de ingang van een Bessel filter een blokspanning legt met een basisfrequentie die ver buiten het verzwakkende frequentiegebied van het filter ligt, dan zal deze puls zo goed als onvervormd op de uitgang verschijnen.

Het grote nadeel van een Bessel filter is echter dat de verzwakking rond de afsnijfrequentie f_0 niet erg scherp verloopt. Dit wordt toegelicht aan de hand van de doorlaat-karakteristiek van figuur 3/12.7-15.

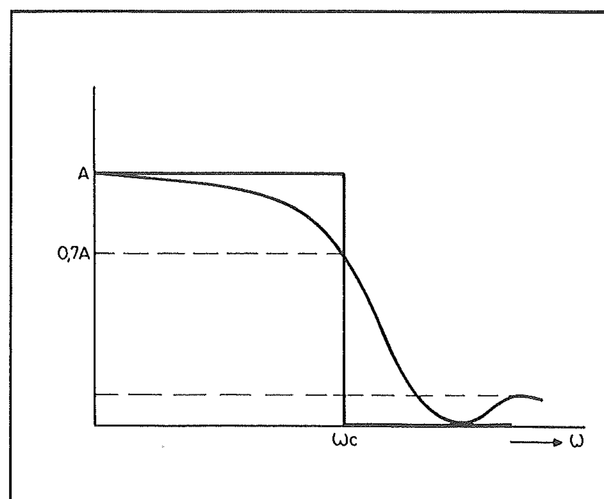
Een Bessel filter heeft een tamelijk lineaire fase-karakteristiek, hetgeen ook wel te verwachten was na het bestuderen van de oscilloscoop-foto van figuur 3/12.7-14. Samengevat kan men stellen dat Bessel filters ideale filters zijn voor gebruik in schakelingen waarbij signalen over een bepaald aantal graden moeten vertraagd worden.
Wil men echter bovendien scherp filteren, dan zal men vele Bessel filters achter elkaar moeten schakelen.

Het Butterworth filter

Het Butterworth filter heeft als voornaamste eigenschap dat de doorlaat-karakteristiek voor of na de afsnijfrequentie f_0 zeer vlak verloopt.
Dit wordt verduidelijkt aan de hand van de grafiek in figuur 3/12.7-16.

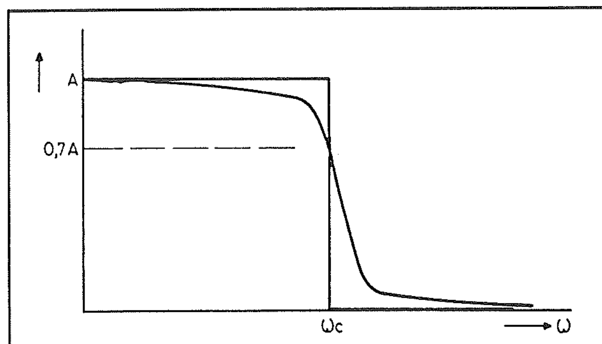


Figuur 3/12.7-14: De stap-respons van een Bessel filter.



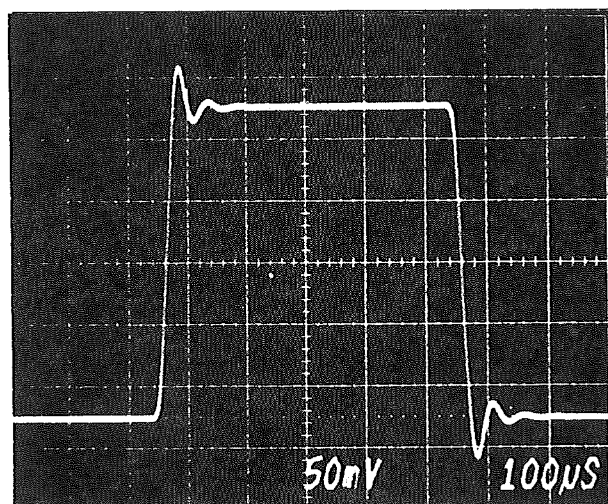
Figuur 3/12.7-15: De doorlaat-karakteristiek van een Bessel filter.

12.7 Op-amp's als filters



Figuur 3/12.7-16: De doorlaat-karakteristiek van een Butterworth filter.

Maar het nadeel van dit concept is dat er duidelijk sprake is van "overshoot" als men een puls aan de ingang aanbiedt. Dit wordt verduidelijkt aan de hand van de foto in figuur 3/12.7-17. Uiteraard werd hierbij met identieke signalen gemeten aan een identiek filter als bij de foto van figuur 3/12.7-14. Het verschil is duidelijk!

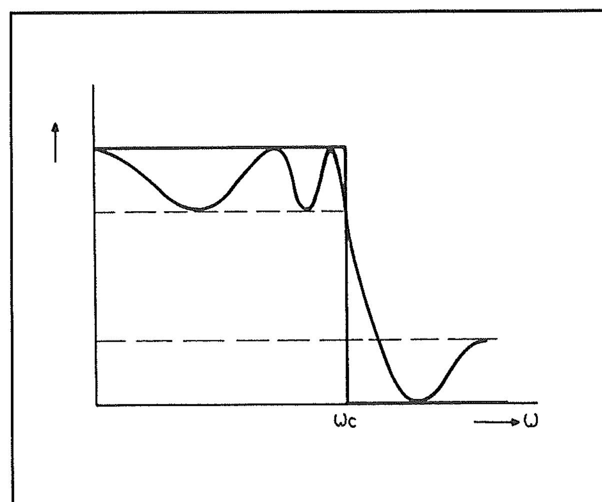


Figuur 3/12.7-17: De stapresspons van een Butterworth filter vertoont een duidelijke "overshoot".

Het vlakke verloop van de doorlaatkarakteristiek in het niet actieve frequentiegebied dat dit filter heeft, maakt Butterworth uitermate geschikt voor gebruik in audio-schakelingen. De "overshoot" op pulsen wordt dan voor lief genomen. Dit verschijnsel kan bovendien, door uitgekiende schakeltechnische grapjes, geminimaliseerd worden.

Het Chebyshev filter

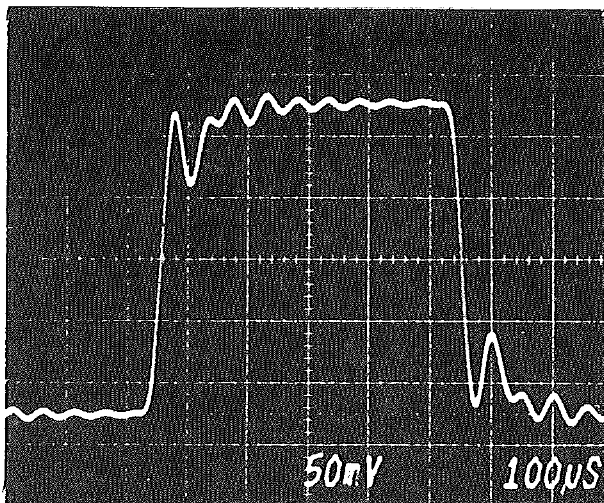
Als het er op aan komt zo scherp mogelijk te filteren na de afsnijfrequentie f_0 en de overige karakteristieken van het filter er niet zo erg veel toe doen, dan is het Chebyshev-concept de aangewezen filtervorm. Dergelijke scherp afsnijdende filters heeft men bijvoorbeeld nodig bij het samenstellen van anti-alias filters in analoog-naar-digitaal systemen.
Uit de doorlaat-karakteristiek die in figuur 3/12.7-18 getekend is blijkt overduidelijk dat het Chebyshev filter inderdaad het scherpst afsnijdt van alle drie.



Figuur 3/12.7-18: De doorlaat-karakteristiek van een Chebyshev filter.

Maar ook duidelijk is dat in het niet actieve frequentiegebied er van een mooie rechte grafiek geen sprake is! De doorlaatband vertoont hevige schommelingen, die vaak verschillende dB's groot kunnen zijn.

Ook de fase-karakteristiek vertoont dergelijke rimpelingen en het zal dan ook wel geen verbazing wekken dat de reactie van een Chebyshev filter op een puls er niet erg fraai uitziet.
De foto van figuur 3/12.7-19 onderschrijft deze stelling ten volle!



Figuur 3/12.7-19: De stap-respons van een Chebyshev filter.

Vergelijking tussen de drie concepten
Het Linkwitz concept wordt weer even buiten beschouwing gelaten, omdat dit speciaal bedoeld is voor het ontwerpen van actieve scheidingsfilters voor luidsprekercombinaties. Voor normale laag- en hoogdoorlaat filters zal men moeten kiezen tussen de eigenschappen van een Bessel, een Butterworth of een Chebyshev filter. In figuur 3/12.7-20 zijn de vier belangrijkste specificaties van deze drie filter concepten, namelijk:
- de amplitude- of doorlaat karakteristiek;
- de fase-karakteristiek;
- de looptijd-karakteristiek;
- de stap-respons;

nog eens overzichtelijk samengevat.

In figuur 3/12.7-21 zijn de amplitudekarakteristieken van de drie besproken filter concepten in één grafiek samengevat. Deze curves werden in het laboratorium opgemeten aan drie vijfde orde laagdoorlaat filters met een afsnijfrequentie van 20 kHz en met een versterking van 0 dB in het niet actieve frequentiebereik. Aan de hand van de besproken eigenschappen van de drie concepten kan de lezer zélf bepalen welke curve karakteristiek is voor welk soort filter!

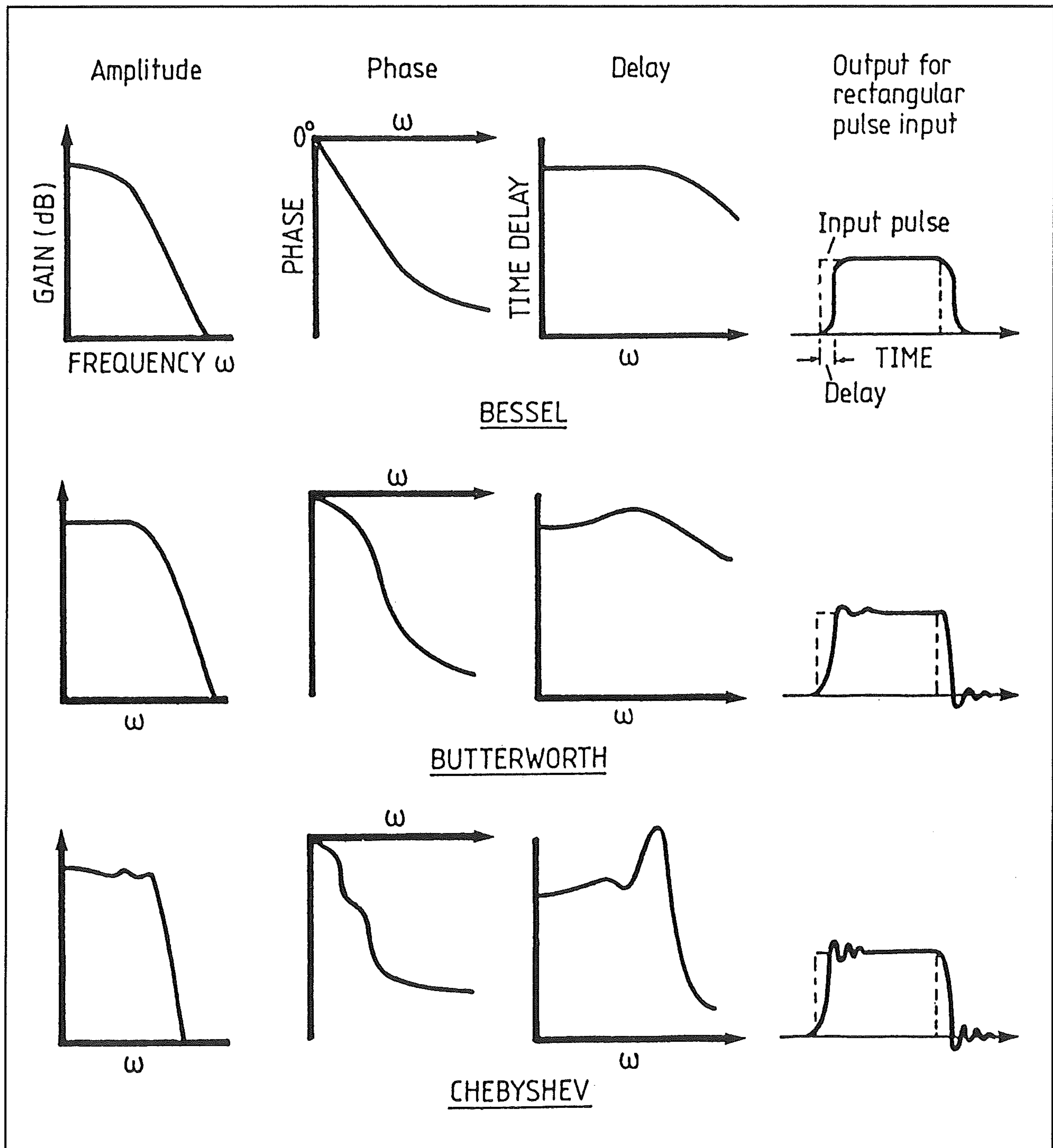
Een kwestie die nog niet besproken is, maar niet buiten beschouwing mag blijven, is wat de drie concepten doen met harmonische vervorming. Zeker in audioschakelingen is dat uiteraard een zeer belangrijke factor. Uit de vergelijkende grafiek van figuur 3/12.7-22 blijkt overduidelijk dat het Bessel filter de kleinste vervorming veroorzaakt. Het zal waarschijnlijk niemand verbazen dat het Chebyshev filter het er ook op dit gebied het slechtst van af brengt.

De grafiek werd opgesteld aan de hand van drie identieke laagdoorlaat filters van de vijfde orde met een afsnijfrequentie van 20 kHz.

Laagdoorlaat filters

Inleiding
Alle analoge filters voor het laagfrequent gebied werken volgens een en hetzelfde principe.
Zoals reeds geschreven bestaan deze filters uit een combinatie van weerstanden en condensatoren. Condensatoren hebben een impedantie die afhankelijk is van de signaalfrequentie.

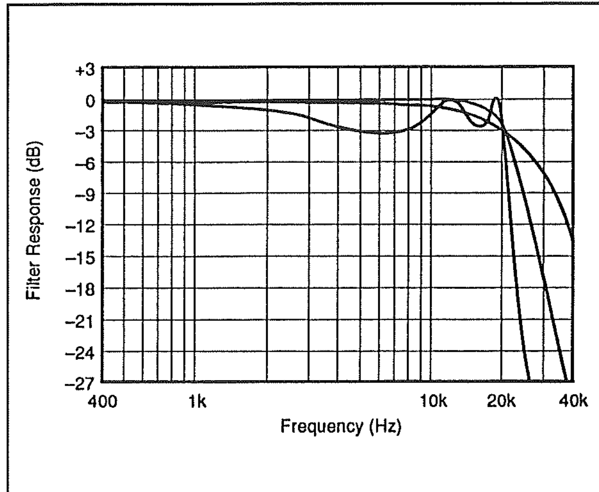
12.7 Op-amp's als filters



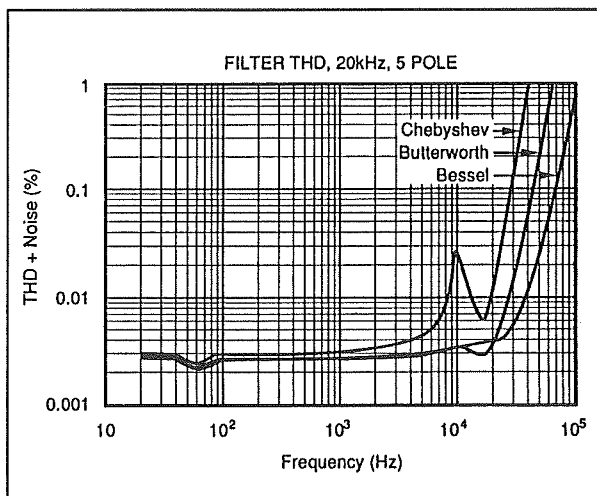
Figuur 3/12.7-20: De vier voornaamste filterkarakteristieken voor de drie besproken filter-concepten samengevat.

Voor een frequentie van 0 Hz, dus voor gelijkspanning, hebben condensatoren een oneindig hoge impedantie. Voor een oneindig hoge frequentie hebben deze onderdelen een impedantie van 0 Ω. Dank zij deze eigenschap kan men aan een filter de gewenste frequentie-afhankelijke eigenschappen geven.

12.7 Op-amp's als filters



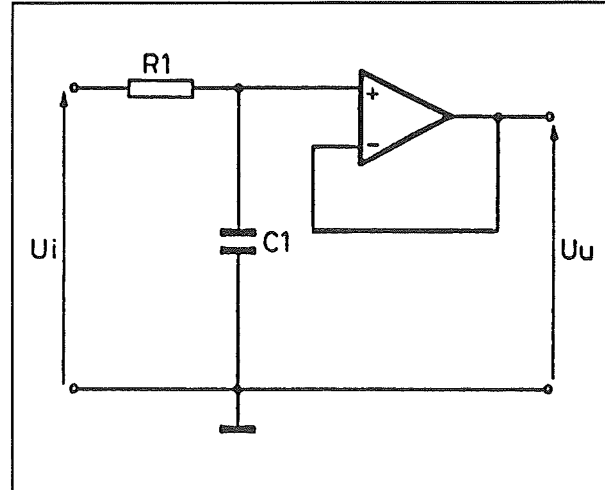
Figuur 3/12.7-21: De doorlaat-karakteristieken van de drie filter concepten overzichtelijk vergeleken in één grafiek.



Figuur 3/12.7-22: De harmonische vervorming van identieke Bessel, Butterworth en Chebyshev filters vergeleken.

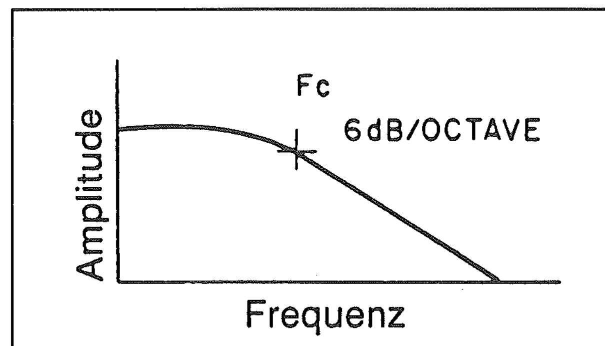
Eerste orde filter zonder versterking

Het basisschema van een laagdoorlaat filter van de eerste orde zonder versterking is getekend in figuur 3/12.7-23.



Figuur 3/12.7-23: Laagdoorlaat filter van de eerste orde zonder versterking.

De schakeling bestaat uit een passief RC-netwerk, afgesloten met een als spanningsvolger geschakelde operationele versterker. De spanningsversterking in de doorlaatband van het filter bedraagt 1. Nadien zal het filter met 6 dB/octaaf verzwakken. De amplitude-karakteristiek ziet er dus uit zoals getekend in figuur 3/12.7-24. Bij de frequentie f_0 bedraagt de verzwakking 3 dB.



Figuur 3/12.7-24: De amplitude-karakteristiek van een laagdoorlaat filter van de eerste orde zonder versterking.

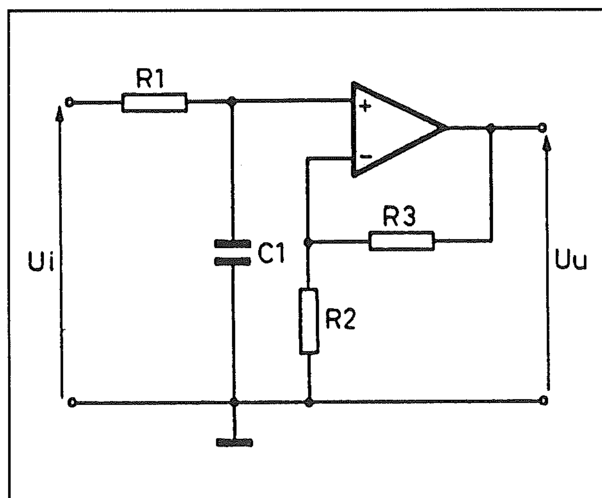
De werking van de schakeling is gemakkelijk te verklaren. Bij lage frequenties heeft

12.7 Op-amp's als filters

de condensator een zeer hoge impedantie en kan verwaarloosd worden. De schakeling werkt dan als bufferversterker. Naarmate de frequentie stijgt zal de impedantie van de condensator een rol gaan spelen. Er ontstaat een spanningsdeler, gevormd door de vaste impedantie van de weerstand en de variabele impedantie van de condensator. Naarmate de frequentie stijgt zal een steeds groter deel van de ingangsspanning over de weerstand vallen en een steeds kleiner deel over de condensator. De schakeling gaat dus frequentie-selectief verzwakken.

Het zal duidelijk zijn dat een dergelijk filter geen goede eigenschappen heeft en in de praktijk niet vaak gebruikt zal worden.

Eerste orde filter met versterking
Het basisschema van figuur 3/12.7-23 kan uitgebreid worden tot het schema dat in figuur 3/12.7-25 wordt voorgesteld.

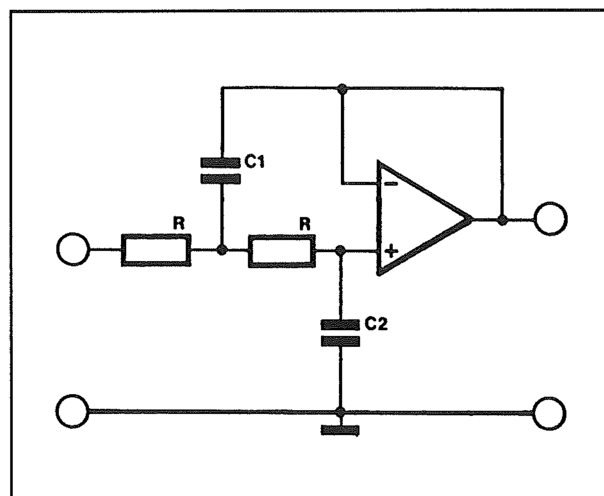


Figuur 3/12.7-25: Eerste orde laagdoorlaat filter met spanningsversterking.

De operationele versterker is nu geschakeld als niet-inverterende spanningsversterker. De versterkingsfactor wordt bepaald door de verhouding tussen de weerstanden R2 en R3.

Opmerking
Het zal duidelijk zijn dat er bij een eerste orde filter absoluut geen sprake is van diverse concepten. De schakeling doet wat hij doet, en daar blijft het bij!

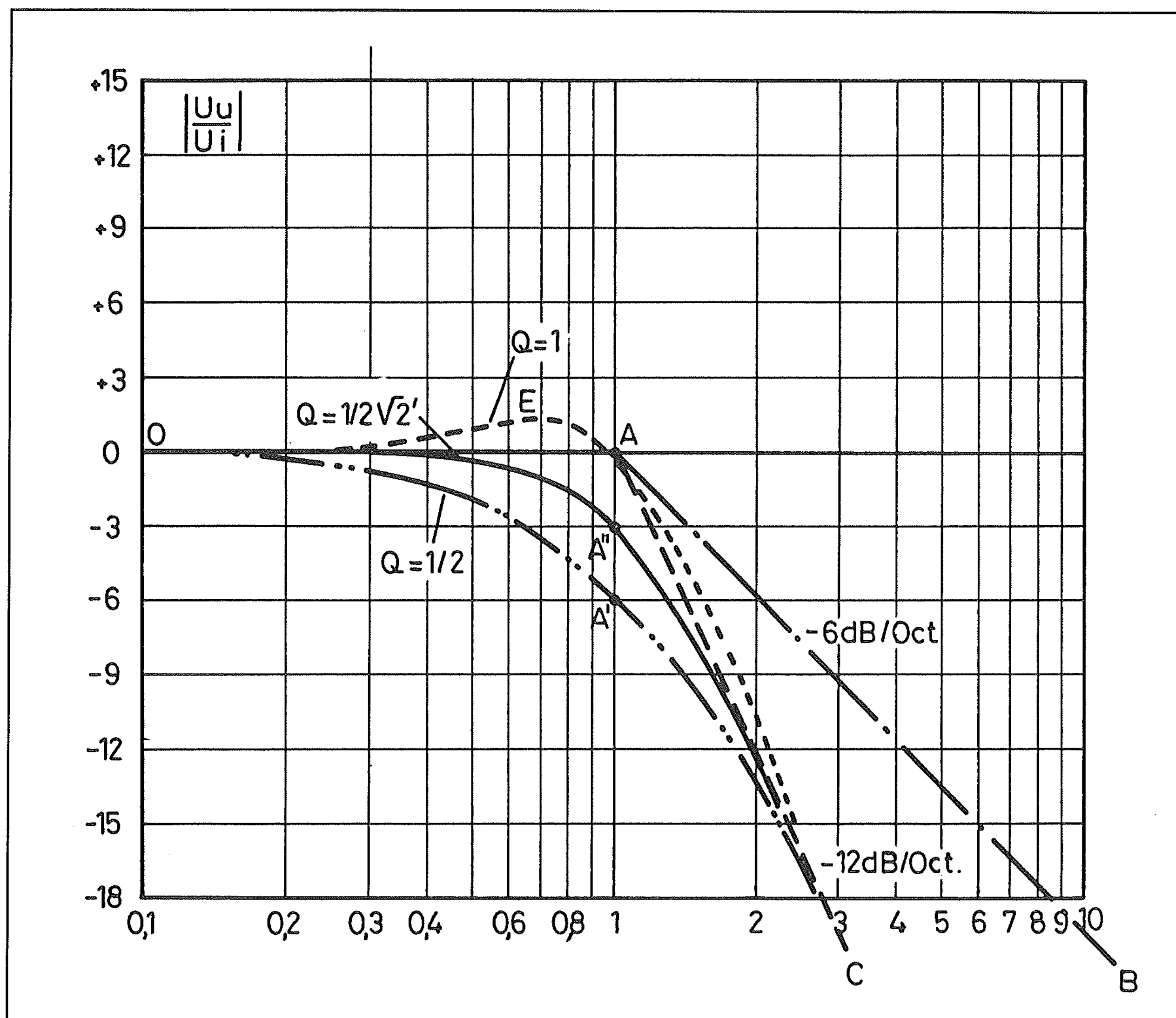
Tweede orde filter zonder versterking
Heel wat interessanter is het basisschema van een laagdoorlaat filter van de tweede orde, getekend in figuur 3/12.7-26.



Figuur 3/12.7-26: Basisschema van een laagdoorlaatfilter van de tweede orde zonder versterking.

Er zijn nu twee RC-netwerken aanwezig, waarvan het tweede wordt opgenomen in de terugkoppeling van de operationele versterker.
De werking is als volgt. Bij lage frequenties hebben de condensatoren zeer hoge impedanties en kunnen verwaarloosd worden. Het schema herleidt zich dan tot een bufferversterker, waarbij de twee weerstanden in serie met de ingang zijn opgenomen.

12.7 Op-amp's als filters



Figuur 3/12.7-27: De invloed van de kwaliteitsfactor Q op de amplitude-karakteristiek van het tweede orde filter.

Omdat echter de ingang van de operationele versterker een zeer hoge impedantie heeft, zal over deze weerstanden geen spanning vallen. De versterking van de schakeling is gelijk aan 1.
Naarmate de frequentie stijgt zal de impedantie van de condensatoren steeds kleiner worden. Er ontstaat een terugkoppeling van de uitgang naar de ingang via condensator C1. Condensator C2 vormt weer de spanningsdeler van het eerste orde filter.

Het gevolg van deze dubbele werking is dat het filter na de afsnijfrequentie met 12 dB/octaaf gaat verzwakken.

De kwaliteitsfactor Q

In de meeste gevallen worden aan de twee weerstanden identieke waarden gegeven. De karakteristieken van het filter rond de afsnijfrequentie f_0 zijn afhankelijk van de verhouding tussen de twee condensatoren. Deze eigenschap wordt uitgedrukt door de kwaliteitsfactor Q van het filter.

12.7 Op-amp's als filters

Voor de beschreven schakeling kan men deze factor berekenen met de uitdrukking:

$$Q = 0{,}5.\sqrt{C1/C2}$$

De invloed van de kwaliteitsfactor op de amplitude-karakteristiek is getekend in figuur 3/12.7-27.

De ideale karakteristieken van een eerste orde en tweede orde filter worden in deze grafiek voorgesteld door de rechte lijnstukken OAB en OAC. Daarnaast zijn de praktische curves getekend voor kwaliteitsfactoren tussen 1 en 0,5. Duidelijk blijkt dat alle drie de curves de 12 dB/octaaf helling volgen (hetgeen te verwachten was), maar dat rond de afsnijfrequentie (punt A) sprake kan zijn van extra verzwakking of van lichte signaalopslingering. Wie prijs stelt op een zo vlak mogelijke amplitude-karakteristiek geeft Q een waarde van precies 0,707!

De afsnijfrequentie van dit filter wordt bepaald door de formule:

$$f_0 = 1/(2.\pi.\sqrt{C1.C2})$$

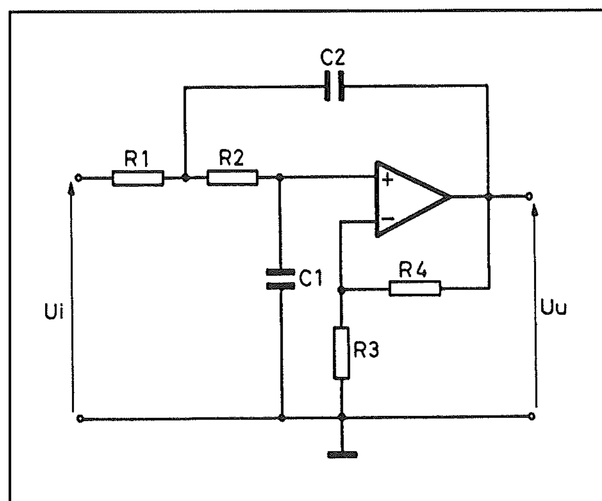
Tweede orde filter met versterking

Het zal duidelijk zijn dat men het filterschema zonder versterking weer op een heel eenvoudige manier kan ombouwen tot een schakeling mét signaalversterking. Het schema is getekend in figuur 3/12.7-28.

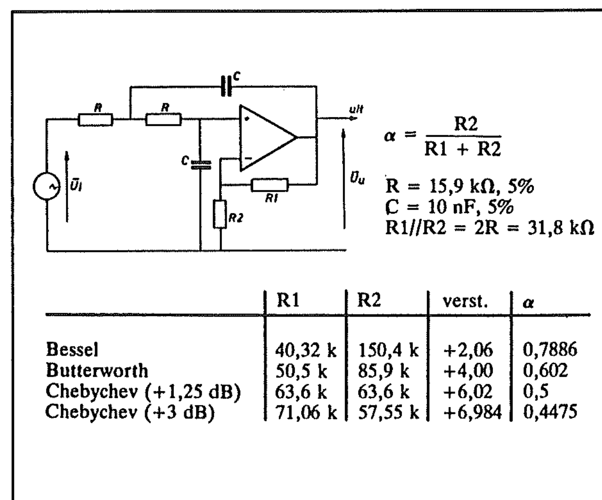
De spanningsversterking wordt ook nu bepaald door de verhouding van de weerstanden R3 en R4.

De verschillende filter-concepten

Bij het tweede orde laagdoorlaat filter komen de heren Bessel, Chebyshev en Butterworth een woordje meepraten.
Als men namelijk de twee weerstanden en de twee condensatoren van het filternetwerk identieke waarden R en C geeft, dan blijkt dat de verhouding tussen de weerstanden R3 en R4 heel veel invloed heeft op de karakteristieken van het filter. Door deze verhouding α een foutieve waarde te geven kan men de schakeling zelfs laten oscilleren!



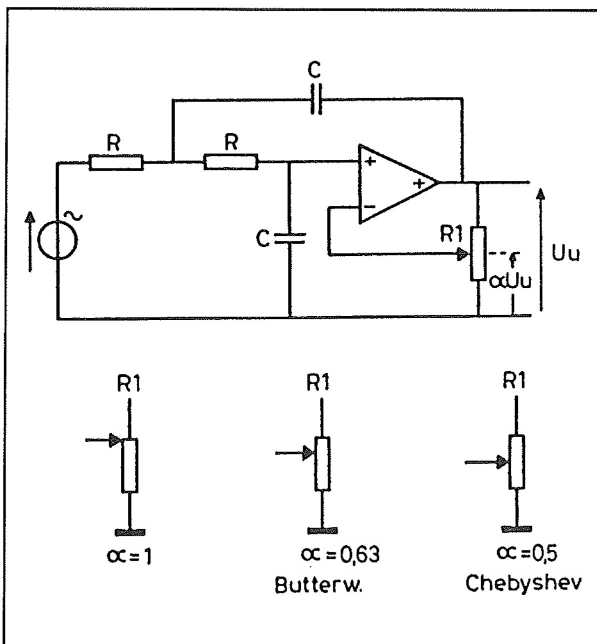
Figuur 3/12.7-28: Een tweede orde filter met spanningsversterking.



	R1	R2	verst.	α
Bessel	40,32 k	150,4 k	+2,06	0,7886
Butterworth	50,5 k	85,9 k	+4,00	0,602
Chebychev (+1,25 dB)	63,6 k	63,6 k	+6,02	0,5
Chebychev (+3 dB)	71,06 k	57,55 k	+6,984	0,4475

Figuur 3/12.7-29: De verhouding tussen de terugkoppelingsweerstanden bepaalt de karakteristieken van het filter.

Dit verband wordt gegeven in figuur 3/12.7-29. Hier is de schakeling opnieuw getekend, maar nu met de filteronderdelen genormaliseerd op R en C. Deze onderdelen krijgen, voor een bepaalde afsnijfrequentie, een bepaald waarde. De terugkoppeligsweerstanden rond de operationele versterker worden nu R1 en R2 genoemd. Uit deze twee weerstanden kan men de terugkoppel-factor α berekenen. In de tabel zijn de waarden voor deze twee weerstanden opgenomen voor filterconcepten naar Bessel, Butterworth en Chebyshew. Voor Chebyshev gelden twee waarden, namelijk +1,25 dB en +3,0 dB. Dit zijn de waarden van de maximale opslingeringen in de amplitude-karakteristiek die worden toegelaten.



Figuur 3/12.7-30: Een alternatieve manier om de verschillende filter-concepten voor te stellen.

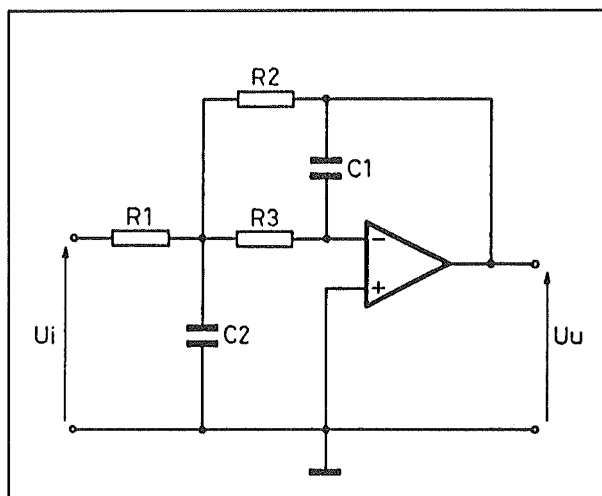
In figuur 3/12.7-30 is een manier getekend, waaruit zeer duidelijk blijkt hoe men door het simpelweg verdraaien van een potentiometer van het ene naar het andere concept kan omschakelen. Dat is uiteraard een vloeiend gebeuren en men kan niet zeggen "nu verlaat ik het Bessel-gebied en kom in de zône van Butterworth" of iets dergelijks!
Als de potentiometer in de bovenste stand staat (α = 1) heeft men de versterking van de operationele versterker uitgeschakeld en staat deze geschakeld als spanningsbuffer. Naarmate men de potentiometer meer naar onder verplaatst daalt de waarde van α en ontstaan respectievelijk de Bessel, Butterworth en Chebyshev karakteristieken. Maar er is een grens! Als men namelijk de loper van de potentiometer te veel naar onder verplaatst dan gaat de schakeling steeds meer versterken en neemt de waarde van de kwaliteitsfactor Q steeds meer toe. Bij α gelijk aan 0,333 gaat de schakeling niet meer als filter werken, maar als oscillator!

Het Sallen & Key filter
Het schema in figuur 3/12.7-28 geeft dé standaard schakeling voor een aktief laagdoorlaat filter van de tweede orde met versterking. Op dit schema zijn echter ontelbare variaties gemaakt, waarvan er nu een in het kort wordt besproken. Dit zogenoemde Sallen & Key filter heeft een meervoudige terugkoppeling, zie figuur 3/12.7-31.

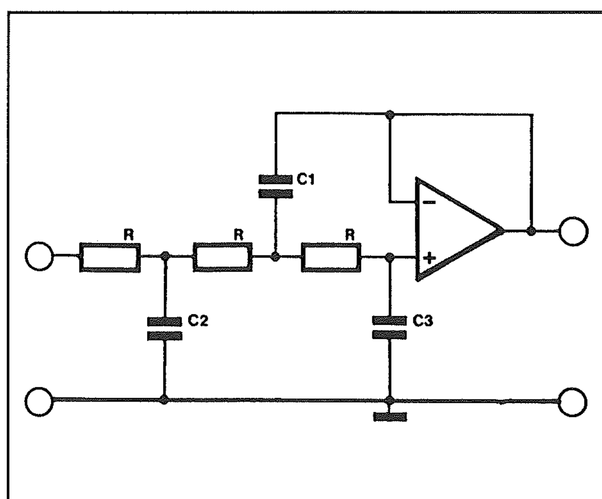
Het zou in het kader van dit hoofdstuk te ver gaan om alle eigenschappen van dit filter te bespreken. Het voordeel van de extra terugkoppeling is echter dat de schakeling stabieler is en minder gemakkelijk in een toestand terecht komt waarvan sprake kan zijn van oscillatie.

Hogere orde filters
Laagdoorlaat filters van de derde, vierde, vijfde, etc. orde ontstaan door eerste en

tweede orde filters achter elkaar te schakelen. Zo is in figuur 3/12.7-32 een derde orde filter getekend, samengesteld uit de reeds bekende schakelingen van het eerste en tweede orde filter.



Figuur 3/12.7-31: Het basisschema van het veel gebruikte Sallen & Key filter.



Figuur 3/12.7-32: Een laagdoorlaat filter van de derde orde.

Merk op dat de als buffer geschakelde operationele versterker die bij het eerste orde filter hoort, niet in het schema is opgenomen. Het gevolg is dat het eerste orde filter enige invloed heeft op het tweede orde filter. De weerstanden zijn immers in serie geschakeld! Dat kan in dit eenvoudige geval zonder bezwaar, omdat de later te bespreken berekeningsmethoden hiermee rekening houden.
Wie geen gebruik maakt van de in dit hoofdstuk beschreven berekeningsmethode, doet er verstandig aan de bufferversterker wél na het eerste orde filter op te nemen.

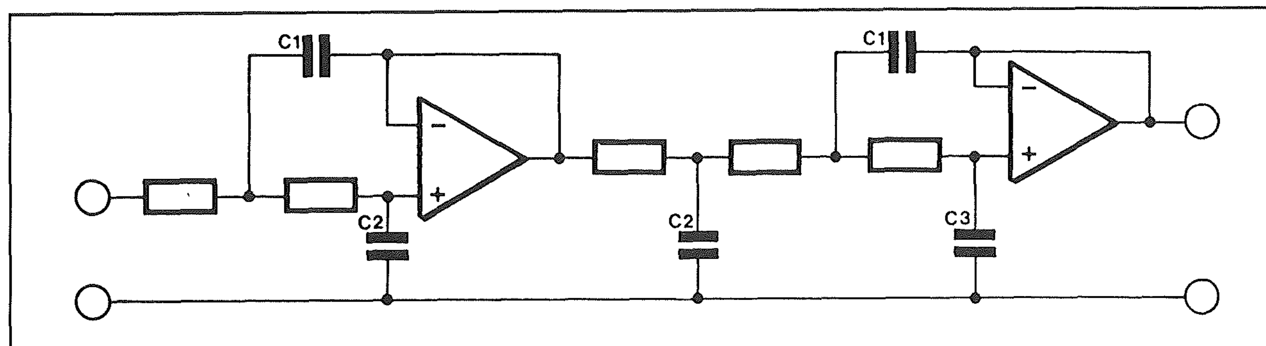
Op een identieke manier kan, zie figuur 3/12.7-33, een vijfde orde filter ontworpen worden door twee filters van respectievelijk de tweede en de derde orde achter elkaar te schakelen. Een dergelijk filter heeft een steilheid van 30 dB/octaaf en dat is heel wat!

Het berekenen van laagdoorlaat filters
Het zal wel duidelijk zijn dat hogere orde filters niet meer met de hand berekend kunnen worden. Dat hoeft ook niet, want in de praktijk staan twee middelen ter beschikking die al het rekenwerk uit handen nemen:
- computerprogramma's;
- genormaliseerde tabellen.

Er zijn diverse computerprogramma's in de handel (en bovendien ook verkrijgbaar in het shareware circuit), waarmee men actieve laagdoorlaat filters van de n-de orde kan berekenen.
Daarnaast zijn er ook tabellen opgesteld, waar voor filters met ordes tussen de 2 en de 9 de zogenoemde "genormaliseerde" onderdelenwaarden zijn vermeld, zie figuur 3/12.7-34.

De waarden in de tabel verwijzen naar de onderdelennummers in de schema's van figuur 3/12.7-35.

12.7 Op-amp's als filters

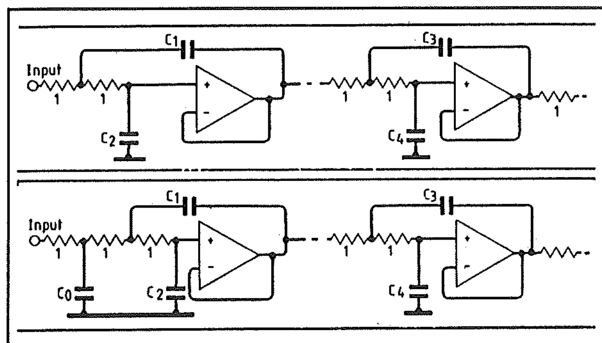


Figuur 3/12.7-33: Een vijfde orde filter ontstaat door een tweede orde filter en een derde orde filter achter elkaar te schakelen.

C_0	C_1	C_2	C_3	C_4	C_5	C_6	C_7	C_8
	1.4142	0.7071						
1.3926	3.5468	0.2025			BUTTERWORTH			
	1.0824	0.9239	2.6132	0.3827				
1.4077	10.1349	0.0701	1.2360	0.8090				
	1.0352	0.9660	1.4142	0.7071	3.8638	0.2588		
1.3799	2.5072	0.2890	4.4940	0.2225	1.1100	0.9010		
	5.1258	0.1951	1.8000	0.5555	1.2026	0.8315	1.0196	0.9808
1.3926	3.5468	0.2025	5.7588	0.1736	1.3056	0.7660	1.0642	0.9397
	0.8430	0.3580						
1.3146	4.7924	0.0969			CHEBYSHEV - 0.1dB ripple			
	1.5680	1.0238	3.7856	0.1986				
2.2210	3.9185	0.3353	6.0048	0.1393				
	2.3362	1.6253	3.1914	0.4500	8.7188	0.1016		
3.1104	4.8460	0.5332	4.2568	0.3119	11.9274	0.0767		
	3.1090	2.2090	3.6672	0.6552	5.4884	0.2280	15.6298	0.0598
3.9979	5.9510	0.7187	4.4942	0.4472	6.8856	0.1740	19.8262	0.0478
	1.4028	0.4702						
1.9207	9.4512	0.0770			CHEBYSHEV - 0.5dB ripple			
	2.3622	1.1878	5.7028	0.1649				
3.1355	6.4370	0.2868	8.9316	0.1081				
	3.4508	1.8459	4.7138	0.3600	12.8782			
4.3532	7.7420	0.4562	6.2610	0.2360	17.5428			
	4.5602	2.4905	5.3790	0.5183	8.0502	0.1675	22.9252	0.0431
5.5804	9.3944	0.6149	6.5794	0.3358	10.0804	0.1256	29.0252	0.0341
	1.8220	0.4978						
2.5613	9.6394	0.0824			CHEBYSHEV - 1dB ripple			
	2.9686	1.2057	7.1666	0.1414				
3.8818	8.2414	0.2515	11.1784	0.0905				
	4.3092	1.8608	5.8864	0.3046	16.0820	0.0627		
5.2926	10.1181	0.3945	7.8080	0.1960	21.8776	0.0460		
	5.6818	2.5049	6.7022	0.4377	10.0306	0.1378	28.5648	0.0352
6.7818	12.2049	0.5326	8.1930	0.2783	12.5526	0.1027	36.1436	0.0278
	0.6667	0.5000						
0.5647	0.8136	0.1451			BESSEL			
	0.3453	0.3169	0.4753	0.1831				
0.3682	0.4065	0.1283	0.5017	0.1280				
	0.2354	0.2260	0.2677	0.1791	0.3975	0.0949		
0.3054	0.2519	0.1019	0.2457	0.1407	0.3723	0.0734		
	0.1790	0.1747	0.3522	0.0586	0.2289	0.1133	0.1921	0.1534
0.2619	0.4331	0.0226	0.2156	0.0932	0.1784	0.1284	0.1631	0.1510

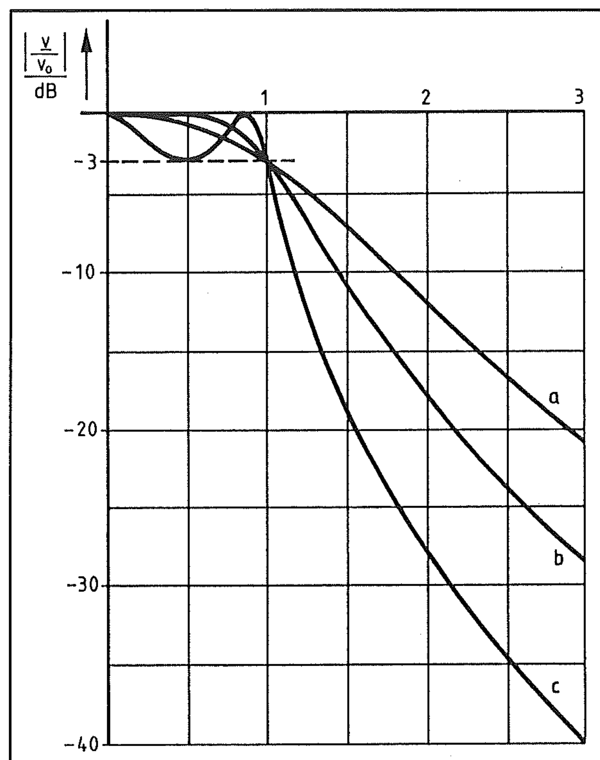
Figuur 3/12.7-34: Een voorbeeld van een tabel met de zogenoemde "genormaliseerde" onderdelenwaarden.

12.7 Op-amp's als filters



Figuur 3/12.7-35: De schema's waarvan gebruik wordt gemaakt bij de tabel van figuur 3/12.7-34.

In de meeste gevallen wordt uitgegaan van een bepaalde weerstandswaarde, bijvoorbeeld 10 kΩ. Deze weerstandswaarde geldt voor alle weerstanden in de filtersecties. Nadien berekent men de waarde van de condensatoren op de volgende manier. Kies het orde van het gewenste filter en het filter-concept. Als voorbeeld wordt een derde orde filter berekend dat werkt volgens het Chebyshev-concept met een maximale rimpel op de amplitudekarakteristiek van 0,1 dB. De afsnijfrequentie moet gelijk zijn aan 4 kHz.
Een derde orde filter bestaat uit één filtersectie volgens het onderste schema uit figuur 3/12.7-35.
Men moet nu dus de reële waarden van C0, C1 en C2 berekenen.
De genormaliseerde waarden van deze onderdelen kunnen uit de tabel worden afgelezen en zijn gelijk aan:
C0 = 1,3146;
C1 = 4,7924;
C3 = 0,0969.
De reële waarden van deze condensatoren, die uiteraard rekening houden met de geselecteerde weerstandswaarde en de afsnijfrequentie, worden gevonden door de volgende formule toe te passen. Hierin staat C voor de genormaliseerde condensator en C_R voor de reële condensator.



Figuur 3/12.7-36: Het amplitude-gedrag van drie derde orde filters, berekend volgens de tabel van figuur 3/12.7-34.

$$C_R = C/(2.\pi.f_0.R)$$

Na drie berekeningen vindt men de onderstaande reële waarden voor de condensatoren:
C0 = 3,487 nF;
C1 = 12,71 nF;
C2 = 257 pF.
Deze waarden zijn natuurlijk niet te koop, maar moeten wel zo zorgvuldig mogelijk worden samengesteld. Wie vaak dergelijke filterschakelingen moet ontwerpen ontkomt in feite niet aan de aankoop van een goede digitale capaciteitsmeter. Vaak kan men door meten van enige tientallen condensatoren van 12 nF er eentje vinden die precies gelijk is aan de gewenste waarde van 12,71 nF. Daarnaast kan men na-

tuurlijk waarden samenstellen door condensatoren parallel te schakelen. De vervangingswaarde van parallel geschakelde condensatoren is immers gelijk aan de som van de waarden van de condensatoren!

Ter afsluiting van dit subhoofdstuk over laagdoorlaat filters wordt in de grafiek van figuur 3/12.7-36 het amplitude-gedrag rond de afsnijfrequentie van een volgens de tabel van figuur 3/12.7-34 berekend filter vergeleken:

- a - Bessel;
- b - Butterworth;
- c - Chebyshev met 3 dB rimpel.

Hoogdoorlaat filters

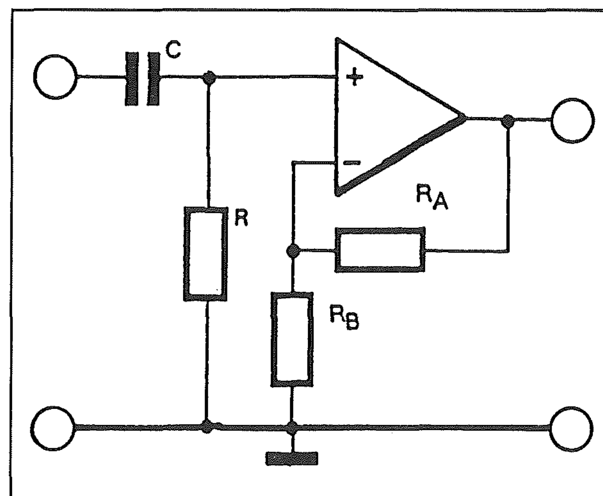
Inleiding

Alles dat over laagdoorlaat filters is geschreven en beweerd geldt in feite ook voor de hoogdoorlaat filters. Het enige verschil tussen beide filters is dat alle condensatoren en weerstanden van plaats verwisseld moeten worden!
In de volgende paragraafjes worden dus snel enige schema's gegeven, zonder veel nadere toelichting.

Eerste orde filters

Het basisschema van een eerste orde hoogdoorlaat filter met versterking is getekend in figuur 3/12.7-37.

Met herkent onmiddellijk de opbouw van een laagdoorlaat filter en ook het feit dat de filtercondensator en -weerstand van plaats zijn verwisseld.
De werking is als volgt. Bij lage frequenties heeft de condensator een zeer hoge impedantie. Deze impedantie vormt een spanningsdeler met de weerstand R. Het gevolg is dat het grootste deel van de ingangsspanning over de hoge impedantie van de condensator staat en slechts weinig signaal op de ingang van de operationele versterker terug te vinden is. Naarmate de signaalfrequentie stijgt daalt de impedantie van de condensator en neemt de spanningsval over dit onderdeel af. Er staat meer spanning op de ingang van de operationele versterker en dus ook op de uitgang.



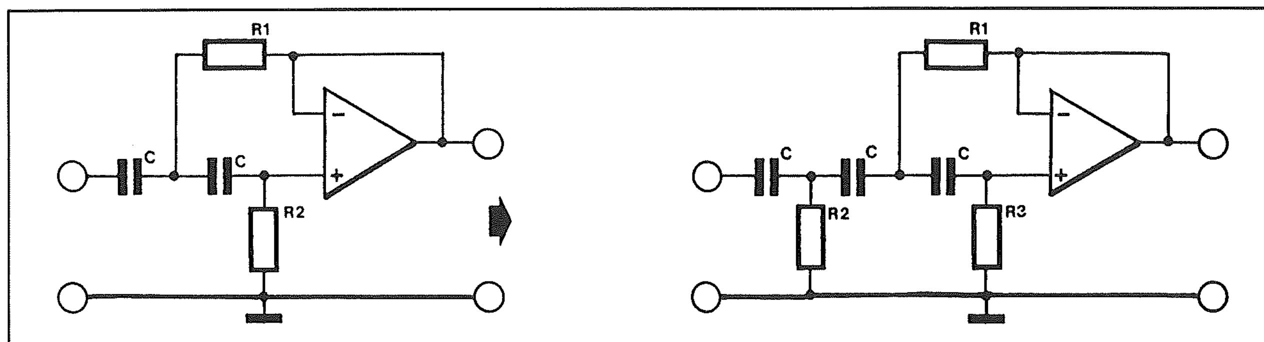
Figuur 3/12.7-37: Een hoogdoorlaat filter van de eerste orde met spanningsversterking.

Net zoals zijn soortgenoot, het laagdoorlaat filter van de eerste orde, heeft ook het hoogdoorlaat filter van de eerste orde een steilheid van 6 dB/octaaf.

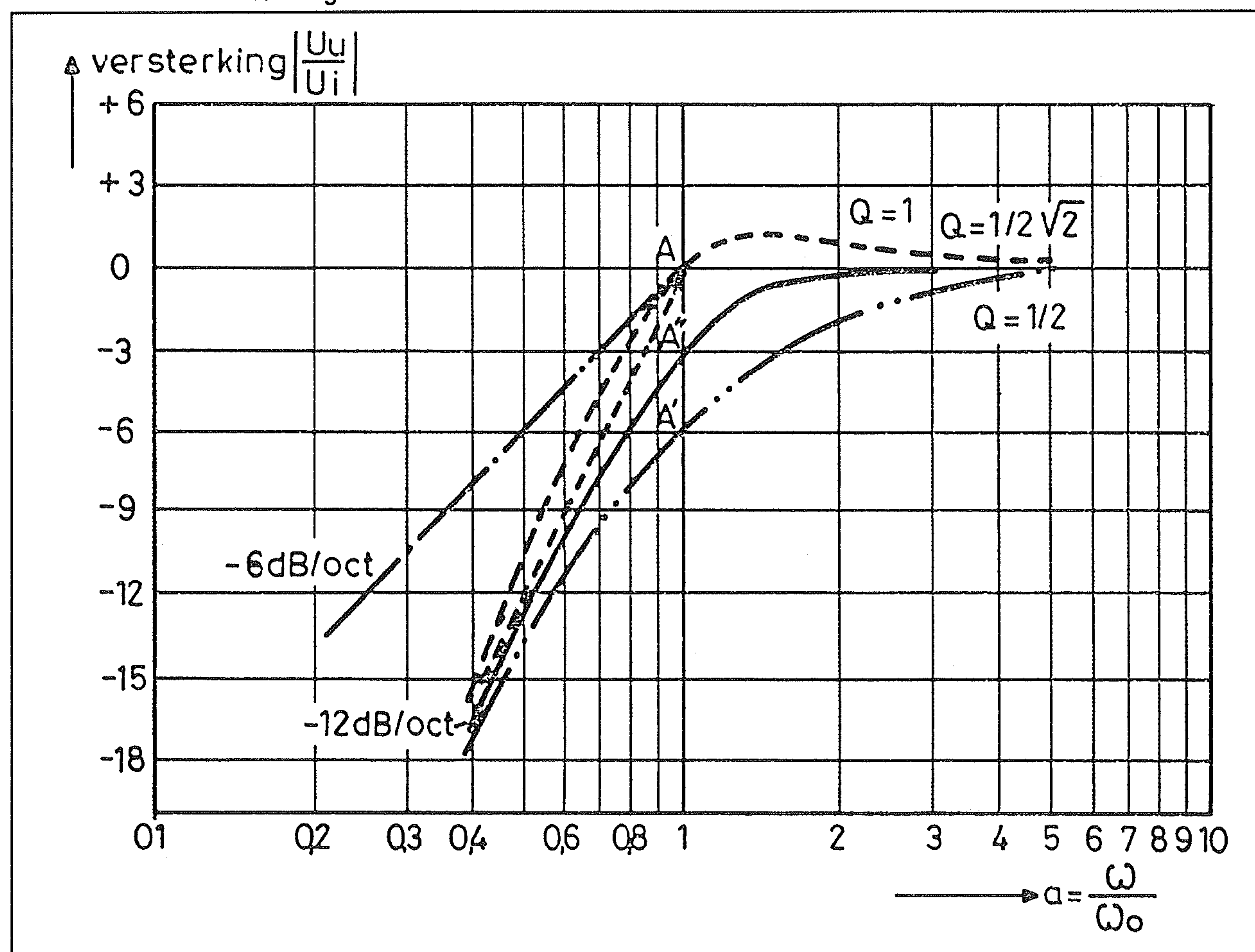
Hogere orde filters

In figuur 3/12.7-38 zijn een tweede en een derde orde hoogdoorlaat filter zonder spanningsversterking getekend. Deze filters verzwakken de frequenties onder de afsnijfrequentie f_0 met respectievelijk 12 en 18 dB.

12.7 Op-amp's als filters



Figuur 3/12.7-38: Standaard schema's voor tweede en derde orde hoogdoorlaat filters zonder spanningsversterking.



Figuur 3/12.7-39: De doorlaat-karakteristiek van een tweede orde hoogdoorlaat filter in de buurt van de afsnijfrequentie in functie van de waarde Q van de kwaliteitsfactor.

Uit de doorlaat-karakteristiek van het tweede orde filter, getekend in figuur 3/12.7-39, blijkt duidelijk dat ook hier de kwaliteitsfactor een grote rol speelt in het gedrag van het filter rond de afsnijfrequentie. Ook nu ontstaat het vlakste frequentieverloop als de waarde van Q gelijk is aan 0,707.

12.7 Op-amp's als filters

	Bessel	Butterworth
laagdoorlaat 12 dB/okt.	$C_A = \frac{0{,}9076}{2\pi f \cdot R}$ $C_B = \frac{0{,}6809}{2\pi f \cdot R}$	$C_A = \frac{1{,}414}{2\pi f \cdot R}$ $C_B = \frac{0{,}7071}{2\pi f \cdot R}$
laagdoorlaat 18 dB/okt.	$C_A = \frac{0{,}9548}{2\pi f \cdot R}$ $C_B = \frac{0{,}4998}{2\pi f \cdot R}$ $C_D = \frac{0{,}7560}{2\pi f \cdot R}$	$C_A = \frac{2}{2\pi f \cdot R}$ $C_B = \frac{0{,}5}{2\pi f \cdot R}$ $C_D = \frac{1}{2\pi f \cdot R}$
laagdoorlaat 24 dB/okt.	$C_A = \frac{0{,}7298}{2\pi f \cdot R}$ $C_B = \frac{0{,}6699}{2\pi f \cdot R}$ $C_C = \frac{1{,}0046}{2\pi f \cdot R}$ $C_D = \frac{0{,}3872}{2\pi f \cdot R}$	$C_A = \frac{1{,}0824}{2\pi f \cdot R}$ $C_B = \frac{0{,}9239}{2\pi f \cdot R}$ $C_C = \frac{2{,}6130}{2\pi f \cdot R}$ $C_D = \frac{0{,}3827}{2\pi f \cdot R}$

Figuur 3/12.7-40a: Het berekenen van tweede, derde en vierde orde laagdoorlaat filters volgens de Bessel- en Butterworth-concepten *(bron: Elektuur)*.

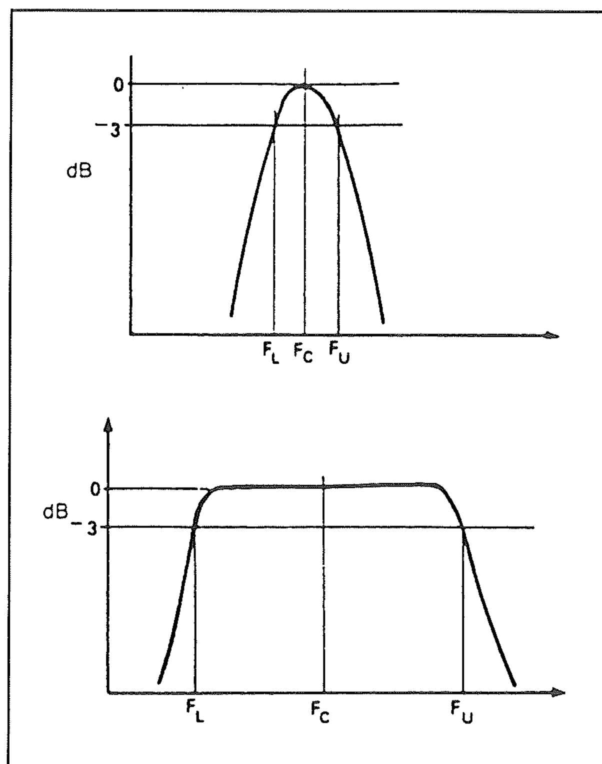
12.7 Op-amp's als filters

	Bessel	Butterworth
hoogdoorlaat 12 dB/okt.	$R_A = \frac{1,1017}{2\pi f \cdot C}$ $R_B = \frac{1,4688}{2\pi f \cdot C}$	$R_A = \frac{0,7071}{2\pi f \cdot C}$ $R_B = \frac{1,414}{2\pi f \cdot C}$
hoogdoorlaat 18 dB/okt.	$R_A = \frac{1,0474}{2\pi f \cdot C}$ $R_B = \frac{2,0008}{2\pi f \cdot C}$ $R_D = \frac{1,3228}{2\pi f \cdot C}$	$R_A = \frac{0,5}{2\pi f \cdot C}$ $R_B = \frac{2}{2\pi f \cdot C}$ $R_D = \frac{1}{2\pi f \cdot C}$
hoogdoorlaat 24 dB/okt.	$R_A = \frac{1,3701}{2\pi f \cdot C}$ $R_B = \frac{1,4929}{2\pi f \cdot C}$ $R_C = \frac{0,9952}{2\pi f \cdot C}$ $R_D = \frac{2,5830}{2\pi f \cdot C}$	$R_A = \frac{0,9239}{2\pi f \cdot C}$ $R_B = \frac{1,0824}{2\pi f \cdot C}$ $R_C = \frac{0,3827}{2\pi f \cdot C}$ $R_D = \frac{2,6130}{2\pi f \cdot C}$

Figuur 3/12.7-40b: Het berekenen van tweede, derde en vierde orde hoogdoorlaat filters volgens de Bessel- en Butterworth-concepten *(bron: Elektuur).*

Samenvattende berekeningen

Inleiding
Laagdoorlaat en hoogdoorlaat filters worden van alle filterschakelingen het meest toegepast. Aan de hand van de door een computer gegenereerde tabel van figuur 3/12.7-34 kan men alle denkbare filters van deze twee typen berekenen. Toch is dat vaak nog een hele klus. In de praktijk worden het meest tweede, derde en vierde orde filters toegepast. Wat filter-concept betreft, zal de doe-het-zelver meestal te maken krijgen met Bessel of Butterworth.



Figuur 3/12.7-41: De bandbreedte is een van de voornaamste specificaties van een banddoorlaat filter.

Vandaar dat in de twee tabellen van figuur 3/12.7-40 de berekeningen voor deze zes filters (3 x laagdoorlaat en 3 x hoogdoorlaat) nog eens op een ander manier worden gepresenteerd.

Methode
Voor de laagdoorlaat filters kiest men eerst een bepaalde weerstandswaarde. Deze wordt voor alle weerstanden ingevuld. Nadien kan men de filtercondensatoren berekenen aan de hand van de tabel-formules. De grootheid f staat uiteraard voor de afsnijfrequentie van de filters. Voor de hoogdoorlaat filters kiest men eerst een bepaalde condensatorwaarde. Ook deze waarde wordt aan alle condensatoren toegekend. Nadien kan men op identieke manier aan de hand van de formules alle weerstandswaarden berekenen.

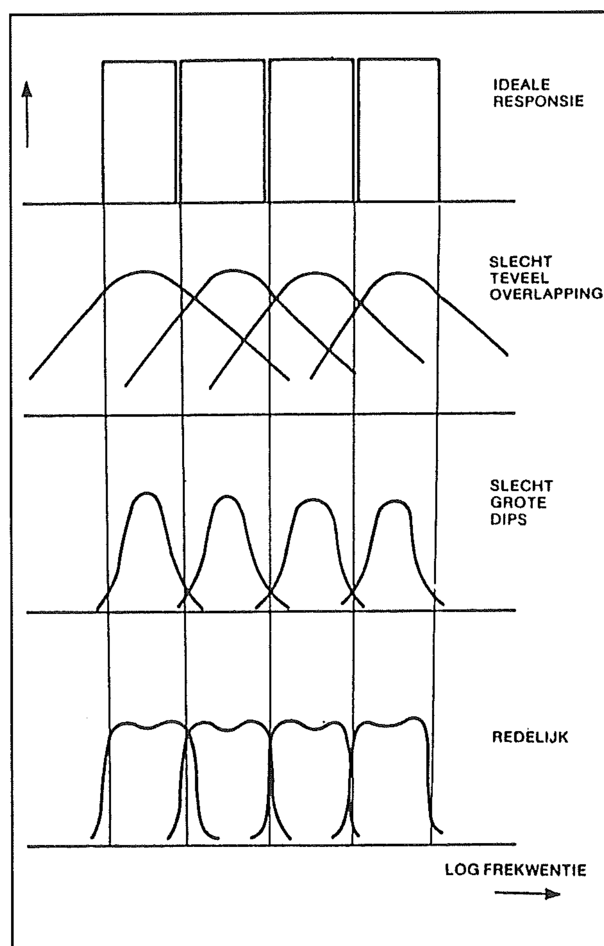
Banddoorlaat filters

Inleiding
Banddoorlaat filter kunnen in twee grote groepen onderscheiden worden:
- smalbandige filters;
- breedbandige filters.

Het verschil tussen beide filters is getekend in figuur 3/12.7-41.
Boven is een smalbandig filter getekend, onder een breedbandig. Waar nu de definitie van een smalbandig filter eindigt en deze van een breedbandig filter begint is moeilijk aan te geven. In de meeste gevallen houdt men het erop dat een breedbandig filter een "plat dak" in zijn amplitude-karakteristiek heeft. Er bestaat dus een bepaald frequentiegebied, waarvoor de versterking van het filter constant is, en deze waarde wordt meestal gelijk gesteld aan 0 dB.

12.7 Op-amp's als filters

De voornaamste eigenschap van een banddoorlaat filter is de bandbreedte B. Dit is het frequentiegebied, waarvoor de verzwakking van het filter kleiner is dan 3 dB, gemeten ten opzichte van de centrale filterfrequentie f_c. In de grafieken wordt de bandbreedte dus gedefinieerd door het gebied tussen de frequenties f_l en f_h. Het zal duidelijk zijn dat de bandbreedte kleiner wordt naarmate het filter smalbandiger wordt.



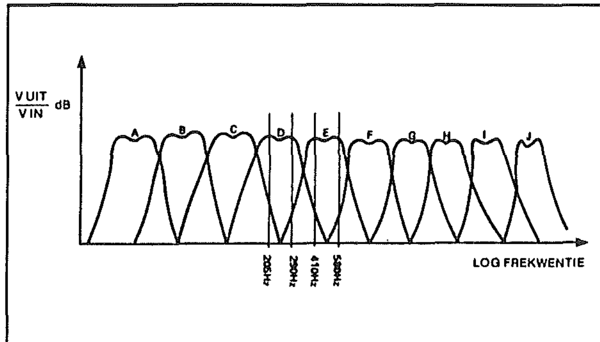
Figuur 3/12.7-42: Het begrip steilheid toegelicht aan de hand van een voorbeeld.

De steilheid van een banddoorlaat filter
Een andere belangrijke eigenschap van een banddoorlaat filter is de steilheid. Dat is de helling waarmee in de amplitude-karakteristiek signalen met frequenties die buiten de bandbreedte liggen worden verzwakt. De mate van de gewenste steilheid is afhankelijk van de toepassing van het banddoorlaat filter. Gebruikt men een aantal identieke banddoorlaat filter om bijvoorbeeld een frequentie-afhankelijk LED-display samen te stellen, waarbij op een aantal LED-kolommen de frequentie samenstelling van een LF-signaal wordt geobserveerd, dan zal het duidelijk zijn dat de steilheid van de filters zo groot mogelijk moet zijn. Dit wordt toegelicht aan de hand van de grafieken in figuur 3/12.7-42.

In de bovenste grafiek is de ideale respons van vier bandfilters getekend. De filters hebben een oneindig grote steilheid, het gehele frequentiegebied wordt keurig zonder overlapping door de vier banddoorlaat filters opgesplitst in vier deelgebieden. In de tweede grafiek zijn de amplitude-karakteristieken getekend van vier banddoorlaat filters met een geringe steilheid. Deze karakteristieken vertonen een grote overlapping, waardoor een signaal met een welbepaalde frequentie in twee meetgebieden zal terecht komen, hetgeen de meetresultaten vertroebeld. De onderste grafiek geeft de meest ideale benadering van de gewenste situatie. De vier filters hebben een zeer grote steilheid, waardoor een minimale overlapping ontstaat en iedere frequentie maar in één meetzône terecht komt.

Gebruikt men echter bandfilters om een geluidsignaal op te splitsen in een aantal banden die de kanalen van een lichtorgel sturen, dan is het niet nodig en zelfs ongewenst om erg steil te filteren. Dit wordt toegelicht in de grafiek van figuur 3/12.7-43.

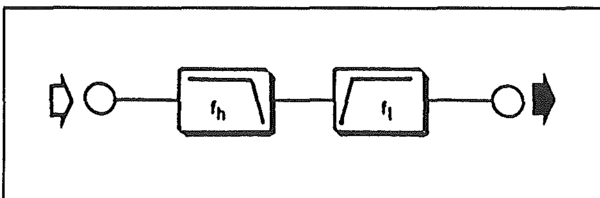
12.7 Op-amp's als filters



Figuur 3/12.7-43: Als men banddoorlaat filters gebruikt voor het besturen van kanalen van een frequentie-selectief lichtorgel, dan moeten er geen hoge eisen gesteld worden aan de steilheid.

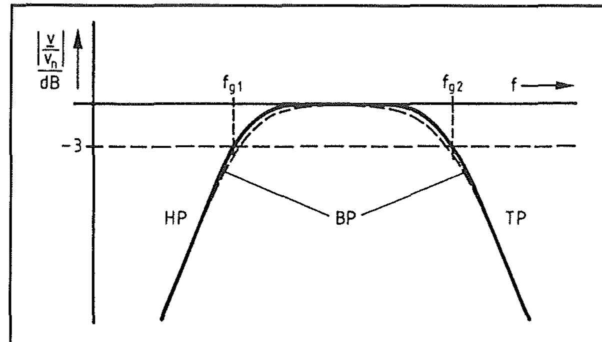
Het breedbandige banddoorlaat filter

Een breedbandig filter ontstaat als men, zoals getekend in figuur 3/12.7-44, een laag- en een hoogdoorlaat filter in serie schakelt.



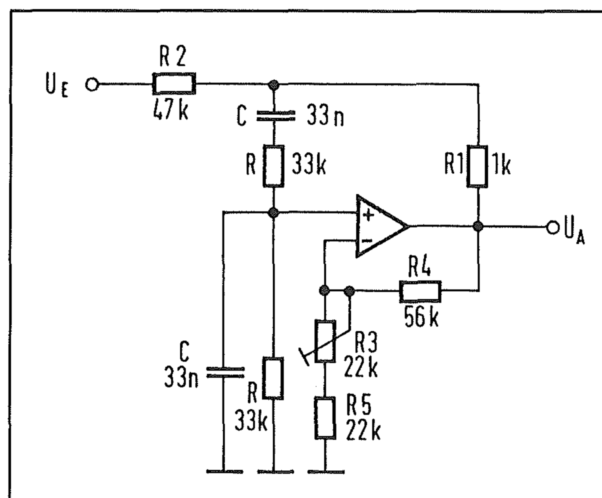
Figuur 3/12.7-44: Een breedbandig doorlaat filter ontstaat door een laag- en een hoogdoorlaat filter te combineren.

Zoals uit de amplitude-karakteristiek van figuur 3/12.7-45 volgt, zijn er nu twee afsnijfrequenties f_{01} en f_{02}. Deze bepalen de bandbreedte B van de schakeling. De frequentie f_{01} is de afsnijfrequentie van het hoogdoorlaat filter, f_{02} is de afsnijfrequentie van het laagdoorlaat filter. Het zal duidelijk zijn dat de schakeling alleen als banddoorlaat filter werkt als f_{02} groter is dan f_{01}.



Figuur 3/12.7-45: De amplitude-karakteristiek van een breed banddoorlaat filter.

De karakteristieken van beide deelfilters moeten uiteraard nauwkeurig op elkaar afgestemd worden. Dat betekent dat men voor beide filters hetzelfde filter-concept moet berekenen. Welk concept men kiest is afhankelijk van de steilheid die men aan het filter wil toekennen. Voor zeer steile filters moet men uiteraard een beroep doen op het Chebyshev-concept.



Figuur 3/12.7-46: Een smalbandig banddoorlaat filter kan rond één operationele versterker samengesteld worden.

Het smalbandig banddoorlaat filter

Vaak is het gewenst één bepaalde frequentie uit een breed spectrum te filteren.

12.7 Op-amp's als filters

Brede banddoorlaat filters zijn hiervoor niet geschikt. In principe zou het mogelijk zijn de bandbreedte van de beschreven schakeling te verkleinen. Maar dan moet men zeer scherp afsnijdende laag- en hoogdoorlaat filters gebruiken, dus minstens werken met vierde orde filters, hetgeen betekent dat men vier operationele versterkers moet toepassen. De schakeling wordt dan zeer complex en het afstemmen van de karakteristieken van beide filters is alles behalve eenvoudig.

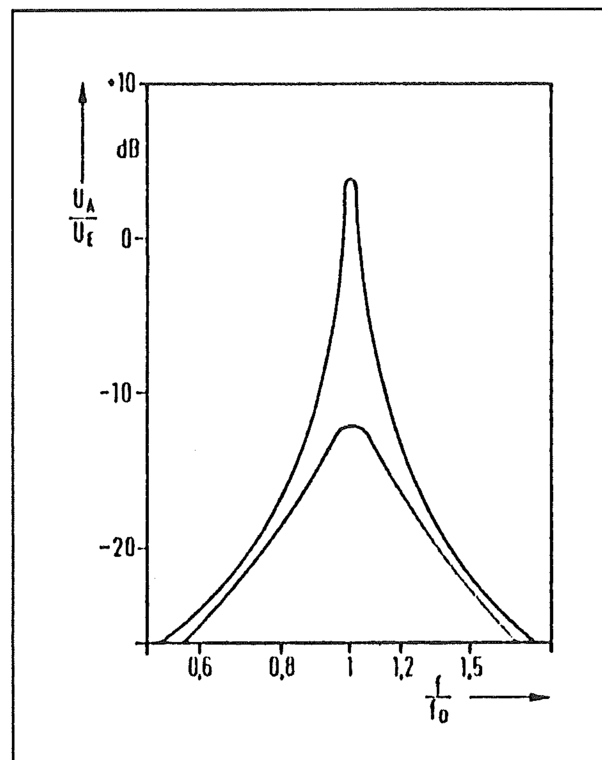
Maar er bestaan gelukkig eenvoudigere schakelingen! In figuur 3/12.7-46 is een scherp banddoorlaat filter met slechts één operationele versterker getekend. De schakeling vertoont erg veel overeenkomst met een sinusoscillator die werkt volgens het principe van de Wien-brug. De frequentie waarop het filter staat afgesteld wordt bepaald door de onderdelen C en R en wel volgens de uitdrukking:

$f_0 = 1/(2.\pi.R.C)$

De versterking van het filter wordt vastgelegd door de verhouding tussen de weerstanden R3, R4 en R5 en wel volgens de formule:

$A = 1+[R4/(R3+R5)]$

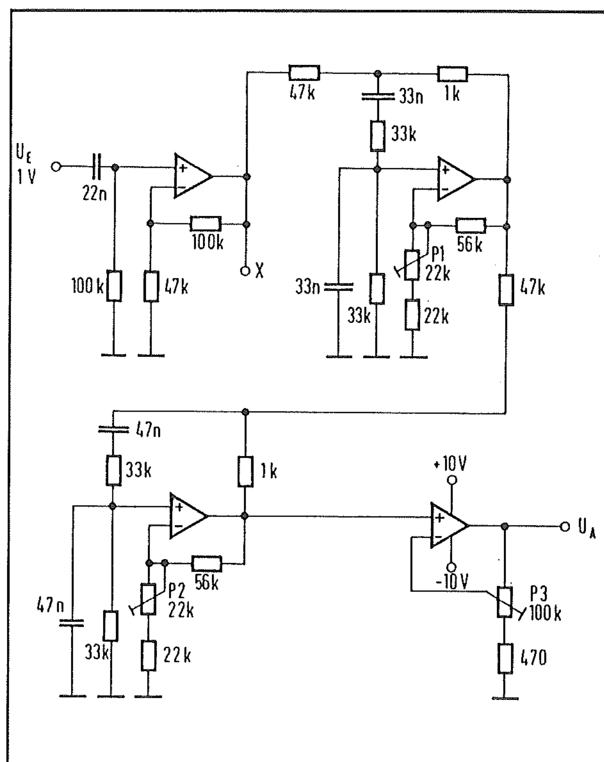
De versterkingsfactor moet in ieder geval kleiner zijn dan 3. Bij een grotere waarde gaat de schakeling namelijk niet als filter werken, maar als oscillator! Vandaar dat het noodzakelijk is een van de genoemde weerstanden als instelpotentiometer uit te voeren.
Zoals in figuur 3/12.7-47 getekend, is de amplitude-karakteristiek van het filter afhankelijk van de instelling van de versterkingsfactor. Hoe meer de versterking de kritische maximale waarde van 3 benadert, hoe scherper het filter zal zijn en hoe groter de versterking op de resonantiefrequentie f_0.



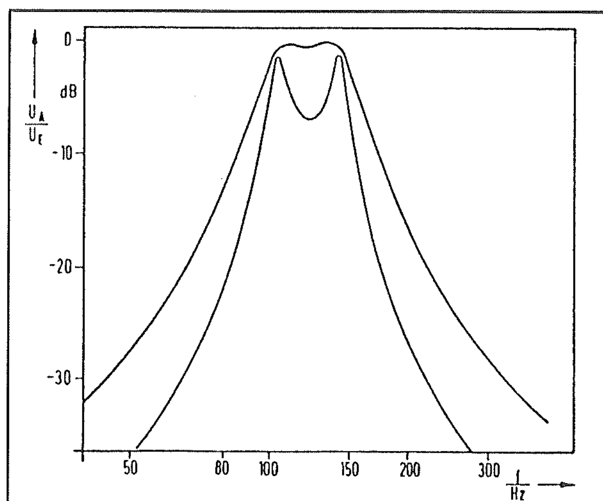
Figuur 3/12.7-47: De amplitude-karakteristiek van de schakeling van figuur 3/12.7-46.

Als men niet een bepaalde frequentie, maar een smalle frequentieband uit een spectrum moet filteren, dan kan men twee identieke schakelingen achter elkaar schakelen, ieder afgestemd op een iets andere filterfrequentie. Het schema is getekend in figuur 3/12.7-48, de amplitudekarakteristiek volgt uit figuur 3/12.7-49. Afhankelijk van de afregeling van de potentiometers P1 en P2 kan men een doorlaat-karakteristiek met een vlakke top of met twee maxima instellen. De karakteristiek vertoont grote gelijkenis met deze van een dubbel afgestemd LC-filter dat in radio- en TV-versterkers wordt toegepast.

12.7 Op-amp's als filters

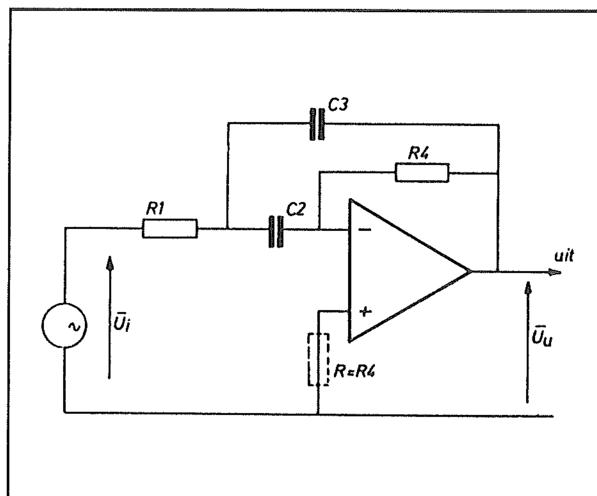


Figuur 3/12.7-48: Een dubbele schakeling volgens figuur 3/12.7-46 kan worden gebruikt voor het uitfilteren van een smalle frequentieband.



Figuur 3/12.7-49: De amplitude-karakteristiek van de schakeling van figuur 3/12.7-48.

Een alternatieve schakeling
Een andere, vaak toegepaste schakeling voor een banddoorlaat filter is getekend in figuur 3/12.7-50.



Figuur 3/12.7-50: Een banddoorlaat filter met instelbare bandbreedte.

Deze schakeling heeft als groot voordeel dat men door de verhouding tussen twee weerstanden te variëren de waarde van de bandbreedte over een factor tien kan instellen. Men kan dit schema dus zowel toepassen voor zeer smalbandige filters als voor breedbandige schakelingen.
De filterfrequentie wordt bepaald door de formule:

$$f_0 = 1/[2.\pi.C.\sqrt{(R1.R4)}]$$

waarbij de waarde van de condensatoren C2 en C3 identiek wordt gekozen en gelijk gesteld aan C.

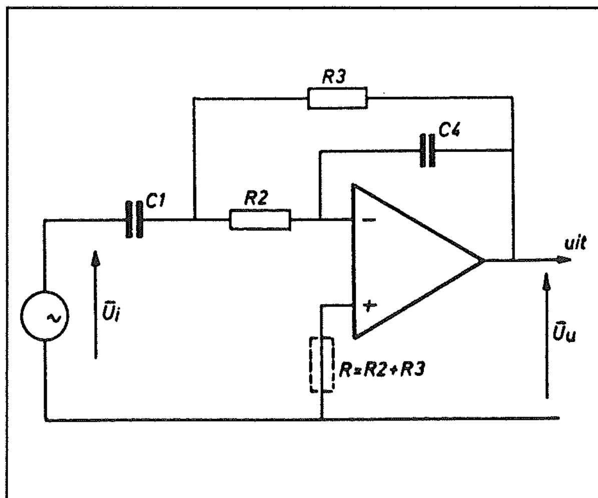
Alle karakteristieken van deze schakeling zijn afhankelijk van de verhouding tussen de weerstanden R1 en R4. Dit verband is gegeven in de tabel van figuur 3/12.7-51. Hieruit blijkt dat men de bandbreedte rond de filterfrequentie f_c kan variëren

12.7 Op-amp's als filters

van 2 kHz (zeer breedbandig) tot ongeveer 350 Hz (smalbandig).

$\frac{R4}{R1}$	δ	B (Hz)	$\frac{U_u}{U_i}$ (lin.)	(log, dB)
1	2	2000	0,5	– 6.02
2	$\sqrt{2}$	1414	1	0
4	1	1000	2	+ 6,02
8	$\frac{1}{2}\sqrt{2}$	707	4	+ 12,04
16	$\frac{1}{2}$	500	8	+ 18,06
32	0,3535	353,5	16	+ 24,08

Figuur 3/12.7-51: De eigenschappen van de schakeling van figuur 3/12.7-50 zijn afhankelijk van de verhouding tussen de weerstanden R1 en R4.



Figuur 3/12.7-52: Een identieke schakeling als deze van figuur 3/12.7-50, maar nu zijn de weerstanden en condensatoren van plaats verwisseld.

Het berekenen van deze schakeling is de eenvoud zelve.
Stel dat men een filter moet ontwerpen met een centrale frequentie f_c van 1 kHz en een bandbreedte van 500 Hz. Uit de tabel van figuur 3/12.7-51 volgt dat de verhouding tussen beide weerstanden gelijk moet zijn aan 16, zodat men kan besluiten dat R4 = 16.R1.
Stel dat men voor beide capaciteiten een condensator van 5 nF kiest.
Uit de formule van de centrale frequentie kan men dan berekenen dat R1 = 7,95 kΩ en R4 = 127,2 kΩ.
In de praktijk worden de onderdelen waarden uiteraard afgerond naar 4,7 nF, 8 kΩ en 128 kΩ.

Een identieke schakeling ontstaat als men de twee weerstanden en de twee condensatoren van plaats verwisseld. Het schema van dit banddoorlaat filter is getekend in figuur 3/12.7-52.
De filterfrequentie wordt nu bepaald door de uitdrukking:

$$f_c = 1/[2.\pi.R.\sqrt{(C1.C4)}]$$

waarbij R wordt gelijkgesteld aan de identieke waarden van R2 en R3.

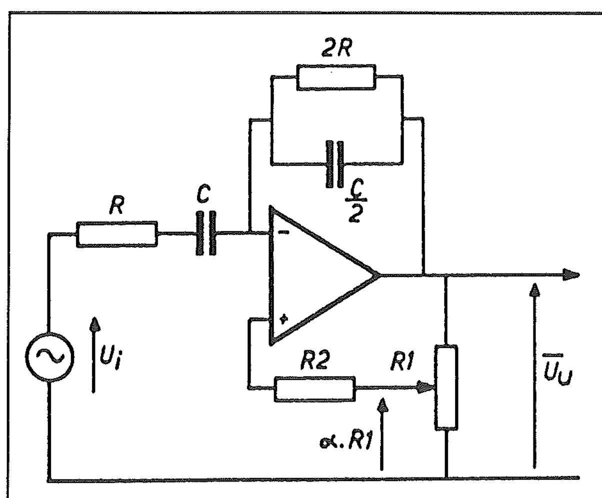
Banddoorlaat filter met eenvoudige bandbreedte-regeling

In figuur 3/12.7-53 is een schakeling getekend van een banddoorlaat filter, waarmee men op een zeer eenvoudige manier de bandbreedte continu kan regelen.

Men herkent de twee weerstanden en twee condensatoren die de bekende Wien-configuratie vormen. De bandbreedte wordt geregeld door de mate van versterking van de operationele versterker in te stellen. Dit gebeurt uiteraard met R1, want deze zit, samen met weerstand R2, in de terugkoppellus van de operationele versterker. Bij een te grote mate van terugkoppeling gaat de schakeling niet als filter werken, maar als oscillator. In de

12.7 Op-amp's als filters

meeste gevallen zal men daarom in de praktijk in serie met de potentiometer een vaste weerstand opnemen, geschakeld tussen de uitgang van de operationele versterker en de bovenste aansluiting van de potentiometer. Op deze manier kan men de maximale versterking begrenzen op een veilige waarde.



Figuur 3/12.7-53: Een banddoorlaat filter waarbij de bandbreedte met behulp van een potentiometer ingesteld kan worden.

In de tabel van figuur 3/12.7-54 zijn de specificaties van de schakeling samengevat voor verschillende waarden van α, een factor die de verhouding tussen de weerstanden in het terugkoppelnetwerk bepaalt. Voor kleine waarden van α veranderen de eigenschappen van de schakeling niet zo snel. Als α echter in de buurt komt van 0,45 gaan de bandbreedte en de versterking erg snel variëren. Vandaar dat het in de praktijk aanbeveling verdient om voor de potentiometer R1 een exemplaar met omgekeerde logaritmische karakteristiek toe te passen. Een dergelijke potentiometer kan men maken door een gewone logaritmische potentiometer omgekeerd aan te sluiten.

Bandsper filters

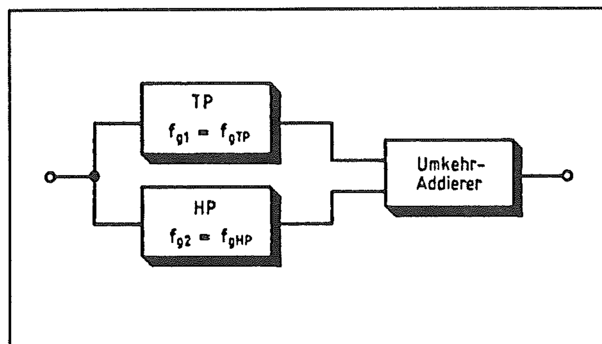
Inleiding
Net zoals bij banddoorlaat filters kan men ook bij bandsper filters onderscheid maken tussen brede en smalle filters. De brede filters kunnen weer samengesteld worden uit een combinatie van een laagdoorlaat en een hoogdoorlaat filter.
Voor smalle bandsper filters zijn weer schakelingen beschikbaar die gebruik maken van slechts één operationele versterker.

Brede bandsper filters
Het basisprincipe van een dergelijk filter is getekend in figuur 3/12.7-55.

α	δ	B (Hz)	Verst. (lin.)	(dB)
0	2	2000	1	0
0,1	1,7777	1777	1,25	1,9382
0,2	1,5	1500	1,666	4,437
0,3	1	1000	2,5	7,96
0,4	0,666	666	5	13,98
0,45	0,3636	363	10	20
0,5	oscillerend!			

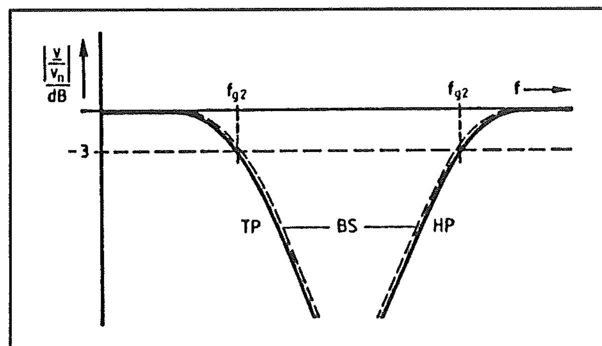
Figuur 3/12.7-54: De specificaties van de schakeling van figuur 3/12.7-53 in functie van de ingestelde versterkingsfactor.

12.7 Op-amp's als filters



Figuur 3/12.7-55: Het principe van een bandsper filter.

Het laagdoorlaat filter TP en het hoogdoorlaat filter HP zijn nu min of meer parallel geschakeld. De twee filters worden door het te filteren signaal gestuurd. De uitgangen van de twee filters gaan nu echter naar een verschilversterker.

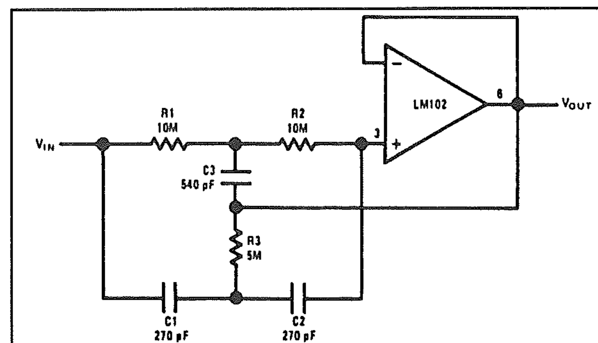


Figuur 3/12.7-56: De amplitude-karakteristiek van een breed bandsper filter.

De amplitude-karakteristiek van een dergelijk filter is getekend in figuur 3/12.7-56. Ook nu zijn er twee afsnijfrequenties aanwezig. Het grote verschil met het banddoorlaat filter is echter dat de afsnijfrequentie van het hoogdoorlaat filter nu ***groter*** is dan deze van het laagdoorlaat filter!

Een smalbandig bandsper filter

Het basisschema van een smalbandig bandsper filter is getekend in figuur 3/12.7-57.



Figuur 3/12.7-57: Het basisschema van een smalbandig bandsper filter.

De operationele versterker is als spanningsvolger geschakeld en koppelt de uitgangsspanning terug naar het filter netwerk. Het filter bestaat uit drie weerstanden en drie condensatoren, die onder de vorm van twee T-netwerken parallel geschakeld worden. De uitgang van het filternetwerk is het knooppunt van de weerstand R3 en de condensator C3. Door de terugkoppeling via de operationele versterker, een techniek die "bootstrapping" wordt genoemd, wordt de kwaliteitsfactor opgevoerd tot 50.

Hoe dramatisch de invloed van de terugkoppeling is op de kwaliteitsfactor van het filter blijkt uit de grafieken in figuur 3/12.7-58.
De gearceerde amplitude-karakteristiek geeft de doorlaatcurve van een passief filter, dus zonder de terugkoppeling via de operationele versterker. De smalle piek in het midden van het gearceerde deel is de weergave-karakteristiek van het filter mét operationele versterker.

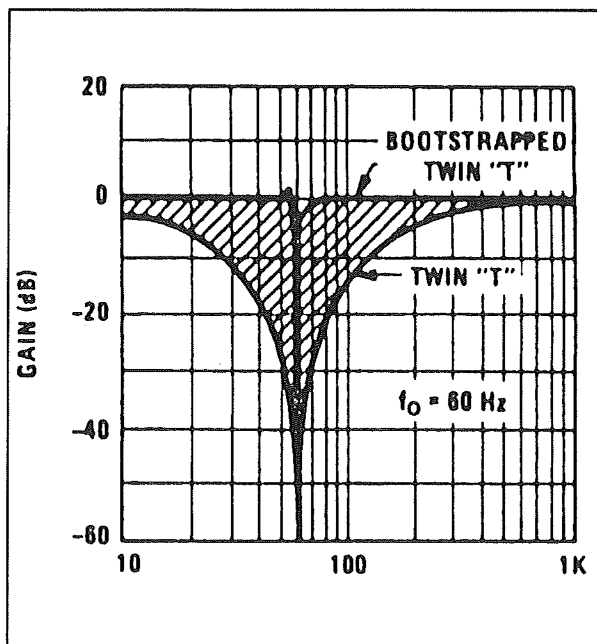
De berekening van de filterfrequentie is erg eenvoudig.
Over het algemeen neemt men aan dat:
R1 = R2 = 2.R3
en
C1 = C2 = C3/2

12.7 Op-amp's als filters

Onder deze voorwaarden wordt de centrale filterfrequentie gegeven door de formule:

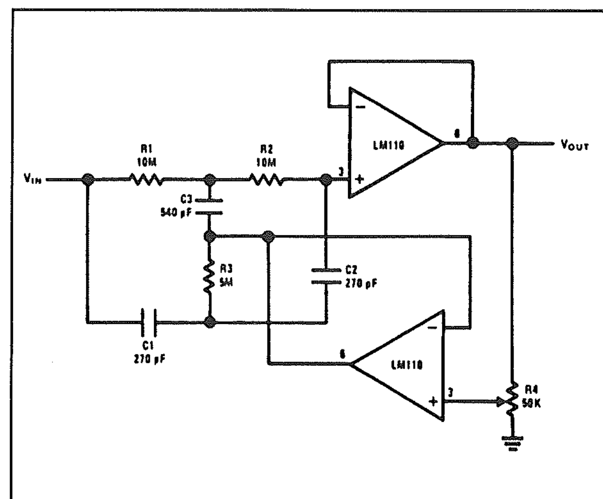
$f_c = 1/(2.\pi.R1.C1)$

Door de mate van terugkoppeling te variëren kan men de eigenschappen van het filter beïnvloeden. Maar dan moet men wel, zoals getekend in figuur 3/12.7-59, een tweede operationele versterker inschakelen.
De tweede operationele versterker is noodzakelijk omdat het knooppunt tussen R3 en C3 uit een zo laag mogelijke en constante impedantie aangestuurd moet worden. Zonder de tweede operationele versterker zou de loperweerstand van R4 een rol spelen bij de karakteristieken van het netwerk. Hetgeen tot gevolg zou hebben dat de filterfrequentie afhankelijk werd van de instelling van de kwaliteitsfactor!



Figuur 3/12.7-58: De invloed van de terugkoppeling op de kwaliteitsfactor van het filter.

De operationele versterker zorgt nu echter voor een te verwaarlozen impedantie, zodat het afregelen van de kwaliteitsfactor geen invloed heeft op de waarde van de filterfrequentie.
Met de getekende schakeling kan men de kwaliteitsfactor van het bandsper filter variëren tussen 0,3 en 50. Hetgeen, grafisch bekeken, ongeveer overeen komt met de twee uitersten die in de grafiek van figuur 3/12.7-58 zijn voorgesteld.



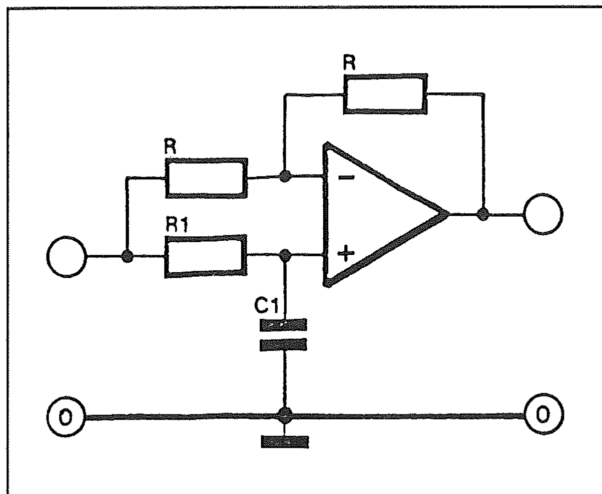
Figuur 3/12.7-59: Een smalbandig bandsper filter, waarvan de kwaliteitsfactor Q door middel van een potentiometer is in te stellen.

Allesdoorlaat filters

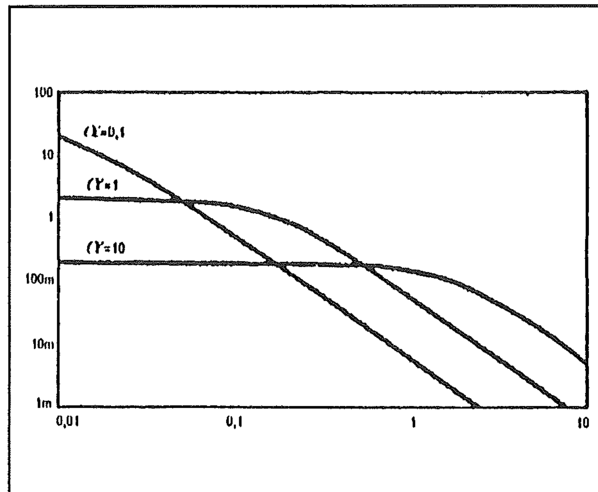
Inleiding

Zoals reeds geschreven in de inleiding is het allesdoorlaat filter een soort vertrager. De amplitude van het ingangssignaal blijft ongewijzigd, maar tussen de ingang en de uitgang ontstaat een bepaalde tijdvertraging. Die tijdvertraging is overigens niet constant, maar in een bepaalde mate afhankelijk van de frequentie van het ingangssignaal.

12.7 Op-amp's als filters



Figuur 3/12.7-60: Het eerste orde allesdoorlaat filter met voor-ijlende karakteristieken.



Figuur 3/12.7-61: De tijdvertraging van het voor-ijlende allesdoorlaat filter van de eerste orde in functie van de filterfactor α en de frequentie f.

Dergelijke filters worden bijvoorbeeld toegepast om een door een ander filter geïntroduceerde niet gewenste tijdvertraging te compenseren. Men kan namelijk zowel voor-ijlende als na-ijlende allesdoorlaat filters ontwerpen.

Het voor-ijlende filter van de eerste orde
In figuur 3/12.7-60 geeft het standaard schema van een voor-ijlend filter van de eerste orde.

De voornaamste eigenschap van het filter is dat de drie weerstanden die worden toegepast precies dezelfde waarde moeten hebben. De faseverschuiving φ die door het filter geïntroduceerd wordt, wordt gegeven door de uitdrukking:

$$\varphi = 2.\arctan(2.\pi.R.C)$$

De eigenschappen van het filter zijn in grote mate afhankelijk van de filterfactor, die α wordt genoemd.

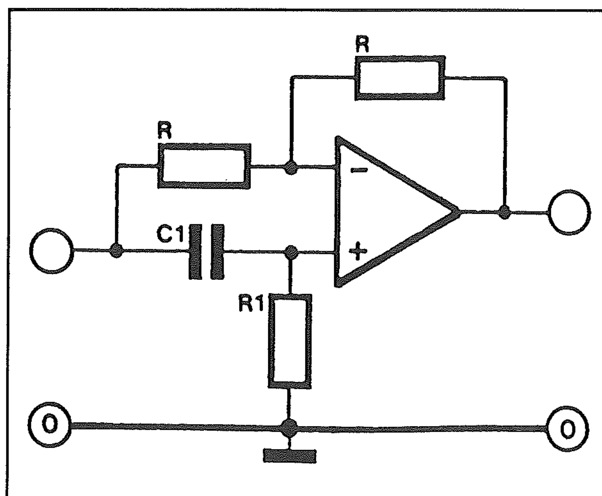
Deze factor α is omgekeerd evenredig met het product van weerstand maal capaciteit en wel volgens de uitdrukking:

$$\alpha = 1/(R.C)$$

In figuur 3/12.7-61 is de tijdvertraging van het filter getekend voor verschillende waarden van de filterfactor α.

Zoals uit deze grafiek blijkt kan men, door een grote waarde voor α te kiezen, de vertraging van het filter over twee frequentie-decaden constant houden, bijvoorbeeld van 100 Hz tot 10 kHz.

Het na-ijlende filter van de eerste orde
Door de condensator C1 en de weerstand R1 van plaats te verwisselen ontstaat een filter met identieke eigenschappen, maar met na- in plaats van voor-ijlende vertraging.
Het basisschema is getekend in figuur 3/12.7-62.



Figuur 3/12.7-62: Een na-ijlend filter van de eerste orde.

De berekeningen zijn identiek, maar uiteraard krijgt de fasehoek φ nu een minnetje omdat de vertraging negatief is.

Tweede orde filters
Het is mogelijk allesdoorlaat filters te ontwerpen van hogere orden. Zo is het basisschema van een tweede orde filter getekend in figuur 3/12.7-63.

Met een dergelijk filter is het mogelijk delay-lines (vertragingslijnen) te ontwerpen die een ingangssignaal met een constante tijdvertraging aan de uitgang aanbieden en dit over een tamelijk breed frequentiebereik.

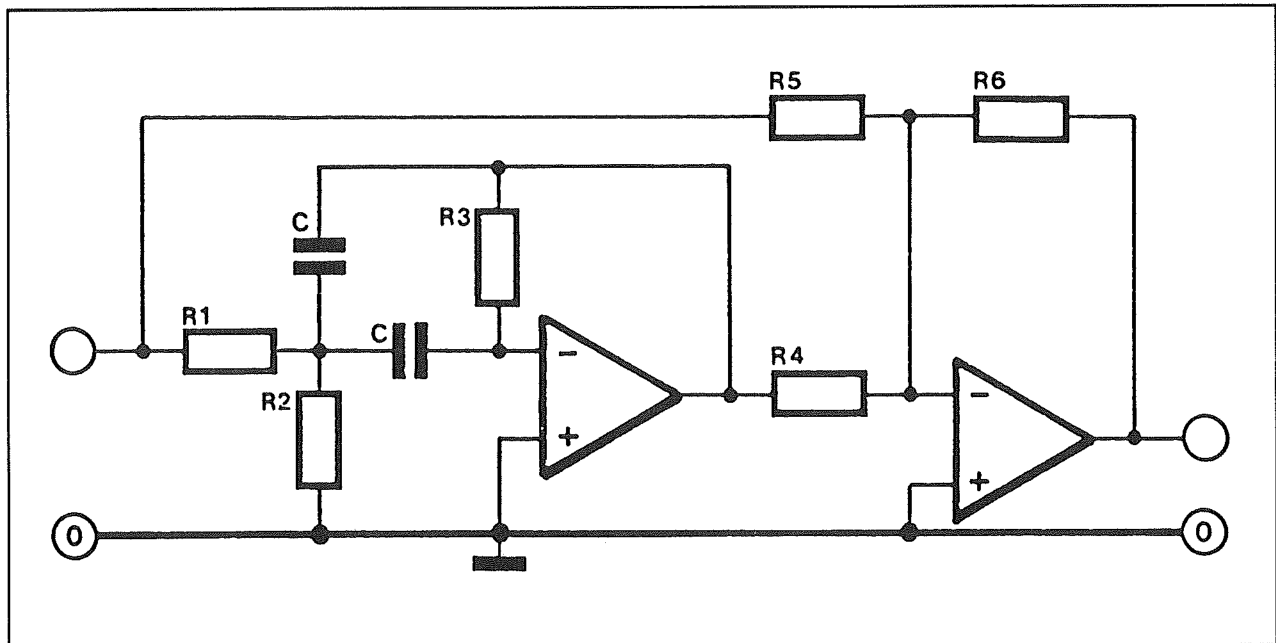
Dergelijke filters zijn echter zeer moeilijk te berekenen en vandaar dat dit tweede orde filter eerder als toelichting dan als berekeningsvoorbeeld wordt opgevoerd. In ieder geval kan de lezer, die een dergelijke schakeling in een of ander schema tegenkomt, nu duidelijk de functie van de elektronica afleiden!

Linkwitz filters

Inleiding
Linkwitz filters zijn in feite gewone laag- en hoogdoorlaat filters, waarvan de eigenschappen echter zijn geoptimaliseerd voor toepassing in scheidingsfilters van luidsprekers. Zoals bekend kan het gehele audio-gebied van 20 Hz tot 20 kHz niet goed met één luidspreker worden weergegeven. Lage frequenties vereisen luidsprekers met grote magneetsystemen en grote stijve conussen, die behoorlijk kunnen pompen. Hoge frequenties vereisen luidsprekertjes met kleine conussen, die bovendien een heel ander stralingspatroon moeten hebben. Vandaar dat in de meeste luidspreker systemen minstens twee luidsprekers worden ingebouwd. Een grote woofer voor het weergegeven van de lage frequenties en een of twee zogenoemde tweeters voor het weergegeven van de hoge tonen. Het komt er op aan het totale audio-bereik op te splitsen in twee deelbereiken die ieder een luidspreker van signaal voorzien. Een typische klus waarvoor men filters moet inschakelen! Vroeger werden deze filters in de luidspreker behuizing zélf ingebouwd en bestonden deze uit condensatoren en spoelen. Een dergelijk passief filter is getekend in figuur 3/12.7-64.

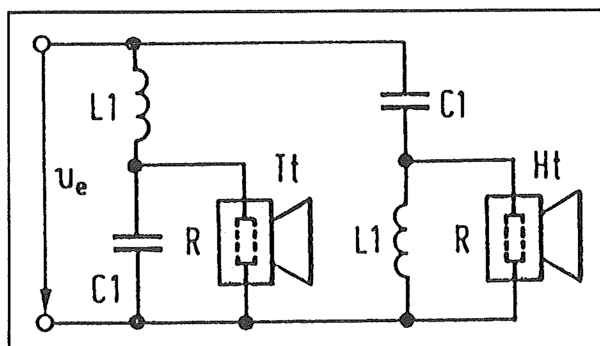
Deze LC-filters maken gebruik van de eigenschap dat de impedantie van een condensator kleiner wordt bij stijgende frequentie en de impedantie van een spoel groter wordt bij stijgende frequentie. Ondanks de eenvoud hebben deze filters toch een steilheid van 12 dB/octaaf. In principe is deze steilheid groot genoeg voor deze toepassing, maar er is een probleem.

12.7 Op-amp's als filters



Figuur 3/12.7-63: Een allesdoorlaat filter van de tweede orde.

Het zal duidelijk zijn dat men de afsnijfrequenties van beide filters heel precies op elkaar moet afstemmen. Een grafisch voorbeeld maakt duidelijk wat hiermee bedoeld wordt. In figuur 3/12.7-65 zijn de twee amplitude-karakteristieken van deze filters op één frequentie-as uitgezet en wordt de som van beide grafieken berekend. Want het is immers die som die men hoort!



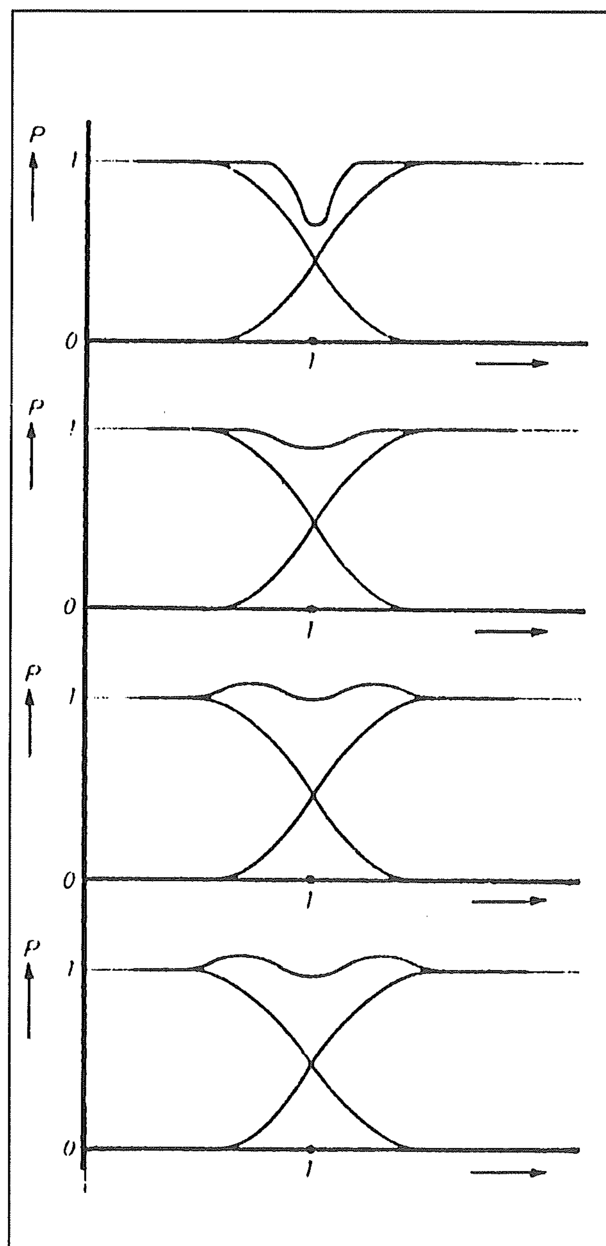
Figuur 3/12.7-64: Een passief scheidingsfilter, samengesteld uit twee LC-filters.

Duidelijk blijkt dat er steeds ofwel een "dip" in de samengestelde amplitudekarakteristiek ontstaat, ofwel een aantal "bobbels". Een en ander is afhankelijk van de exacte waarde van de twee afsnijfrequenties. Deze niet-lineariteit in de som van de amplitude-karakteristieken kan verschillende dB groot zijn en is bij goede luidspreker systemen volstrekt ontoelaatbaar. Bovendien is het tweede probleem dat men noch de waarde van spoelen, noch de waarde van condensatoren zo precies gelijk kan maken aan de waarden die de meest rechte frequentie-karakteristiek opleveren.

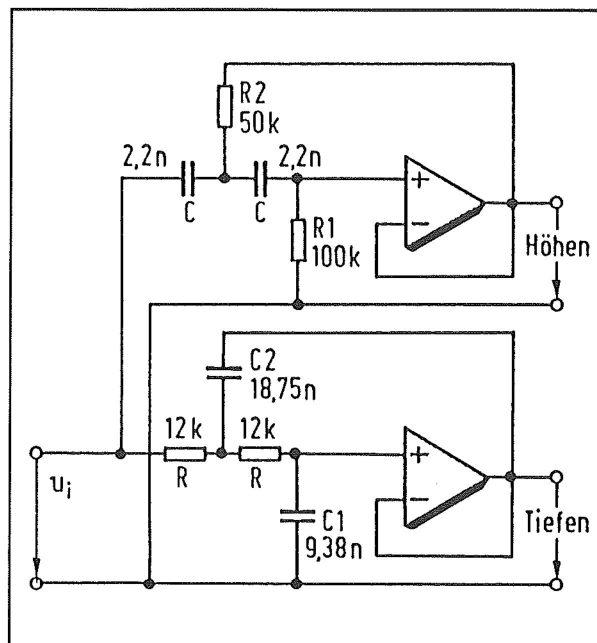
Het aktieve scheidingsfilter

De genoemde problemen zijn natuurlijk gemakkelijk op te lossen. Men kan immers aktief gaan filteren. Na de voorversterker komen twee filters, een laagdoorlaat en een hoogdoorlaat en deze twee filters sturen ieder een eigen eindverster-

ker. De ene eindversterker voedt de woofer-luidspreker, de tweede eindversterker de tweeter-luidspreker. Het probleem is nu herleid tot het ontwerpen van tweede of derde orde filters en men heeft heel wat meer ontwerp vrijheden bij RC-filters dan bij LC-filters.



Figuur 3/12.7-65: De amplitude-karakteristieken van de twee LC-filters uitgezet op één frequentie-as.



Figuur 3/12.7-66: Een eenvoudig voorbeeld van een aktief scheidingsfilter.

In figuur 3/12.7-66 is als voorbeeld een aktief scheidingsfilter getekend, dat gebruik maakt van een laagdoorlaat en een hoogdoorlaat filter van de tweede orde. De scheidingsfrequentie is ingesteld op 1 kHz.

Kritische karakteristieken

De vraag doet zich voor welk eigenschappen de twee filters moeten hebben voor dergelijke toepassingen.

Om die eisen duidelijk op een rijtje te krijgen zou hier een behoorlijk stuk acoustische theorie opgevoerd moeten worden. Dat gaat een beetje te ver in een hoofdstuk over filters, vandaar dat de eisen alleen worden opgesomd, zonder nadere toelichting.

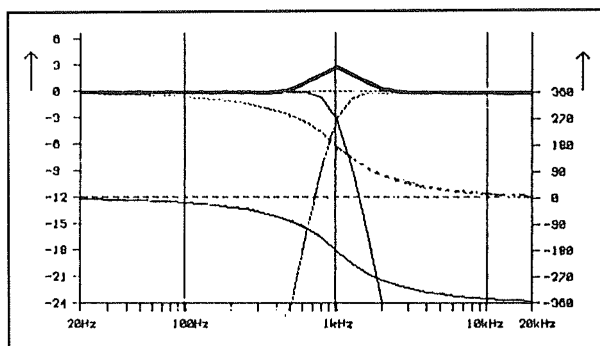
Die eisen zijn nogal kritisch:

- bij het kantelpunt moet het faseverschil tussen beide filters nul zijn, dit om te verhinderen dat de uitstralingskarakteristieken van de twee luidsprekers elkaar gaan beïnvloeden waardoor

12.7 Op-amp's als filters

een soort "gat" in de karakteristiek ontstaat;

- bij het kantelpunt moeten beide filters precies 6 dB verzwakken om een piek of een dip (zie figuur 3/12.7-65!) is de som van de amplitude-karakteristieken te voorkomen;
- de door de filters geïntroduceerde faseverschillen in het ingangssignaal moet voor alle frequenties gelijk blijven, zodat de luidsprekers identieke uitstralings-karakteristieken behouden.

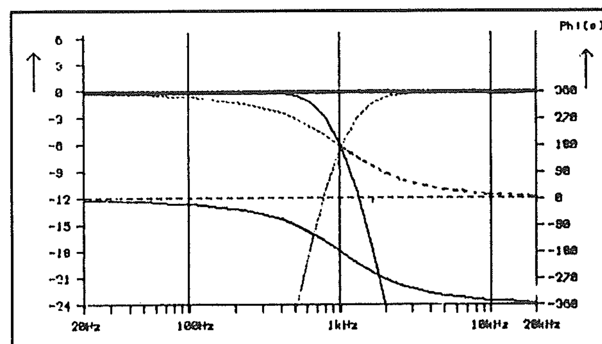


Figuur 3/12.7-67: De opgetelde frequentie- en fase-karakteristieken van twee Butterworth filters van de tweede orde.

Deze eigenschappen kunnen het best benaderd worden door voor beide filters het Butterworth-concept toe te passen en wel op tweede orde schakelingen. Maar ondanks dat blijkt, zie figuur 3/12.7-67, dat de som van de twee amplitude-karakteristieken rond de kantelfrequentie toch nog een kleine piek vertoont. Dit wordt veroorzaakt doordat het Butterworth-filter bij de afsnijfrequentie met 3 dB verzwakt, in plaats van de in deze toepassing noodzakelijke 6 dB. In principe zou die piek uitgeschakeld kunnen worden door de afsnijfrequenties van beide filters iets verder uit elkaar te leggen. Maar dan voldoet het scheidingsfilter niet meer aan de eis dat het faseverschil tussen beide filteruitgangen bij het kantelpunt precies 0° moet zijn!

Het Linkwitz-concept

Het aktieve scheidingsfilter werd in 1976 grondig wiskundig onderzocht door S. H. Linkwitz. Linkwitz vond een nieuwe berekeningsmanier uit, waarbij zowel het laagdoorlaat als het hoogdoorlaat filter bij het kantelpunt een verzwakking van 6 dB konden vertonen, terwijl de twee andere noodzakelijke eisen ook vervuld bleven. Het gevolg is dat de karakteristieken van een scheidingfilter volgens het Linkwitz-concept, getekend in figuur 3/12.7-68, het ideaal bijna perfect benaderen.



Figuur 3/12.7-68: De amplitude- en fase-karakteristieken van een scheidings-filter volgens het Linkwitz-concept.

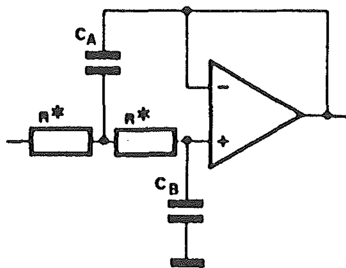
Het Linkwitz-concept in de praktijk

De schema's van de laag- en hoogdoorlaat filters zijn identiek aan deze die reeds besproken zijn. Het enige dat anders is zijn de formules waarmee men de filtercomponenten moet berekenen.
Bij aktieve scheidingsfilters voor luidspreker combinaties zal men hoofdzakelijk werken met tweede en vierde orde filters. Vandaar dat alleen de berekeningen voor dit soort filters worden gegeven:

- figuur 3/12.7-69:
  tweede orde laagdoorlaat filter;

12.7 Op-amp's als filters

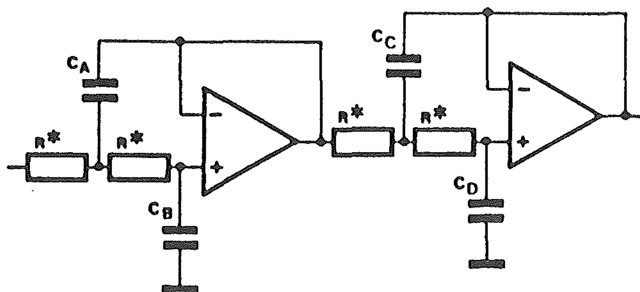
- figuur 3/12.7-70:
  vierde orde laagdoorlaat filter;
- figuur 3/12.7-71:
  tweede orde hoogdoorlaat filter;
- figuur 3/12.7-72:
  vierde orde hoogdoorlaat filter.



$$C_A = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot R}$$

$$C_B = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot R}$$

Figuur 3/12.7-69: Condensator berekeningen bij het tweede orde laagdoorlaat filter volgens het *L*inkwitz-concept *(bron: Elektuur)*.



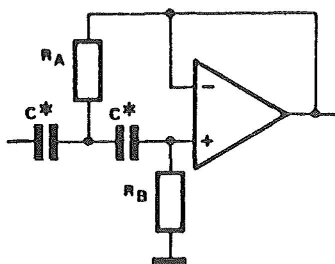
$$C_A = \frac{1{,}414}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot R}$$

$$C_B = \frac{0{,}7071}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot R}$$

$$C_C = \frac{1{,}414}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot R}$$

$$C_D = \frac{0{,}7071}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot R}$$

Figuur 3/12.7-70: Condensator berekeningen bij het vierde orde laagdoorlaat filter volgens het Linkwitz-concept *(bron: Elektuur)*.

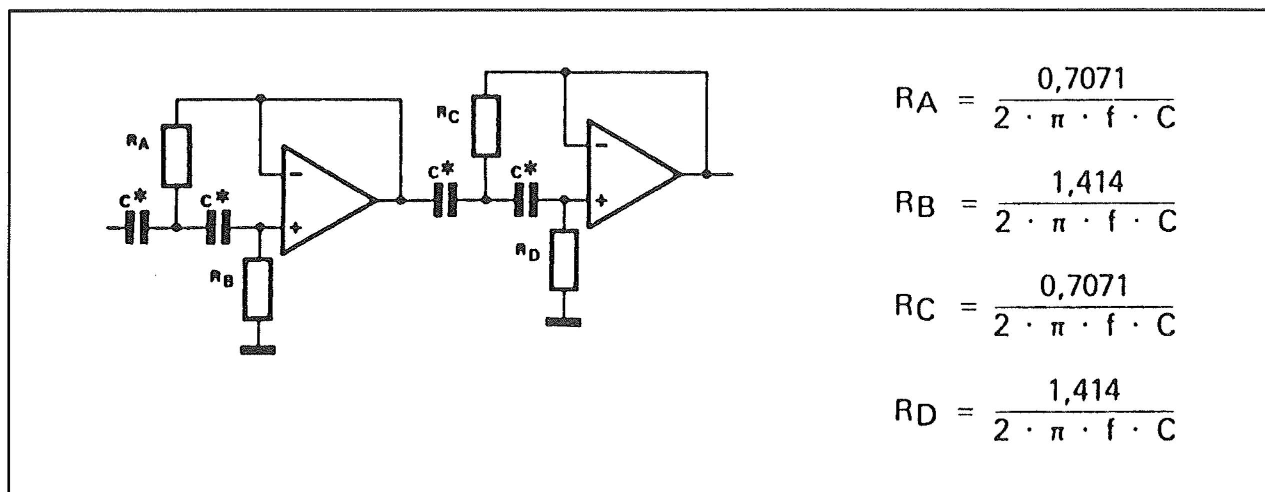


$$R_A = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C}$$

$$R_B = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C}$$

Figuur 3/12.7-71: Weerstand berekeningen bij het tweede orde hoogdoorlaat filter volgens het Linkwitz-concept *(bron: Elektuur)*.

12.7 Op-amp's als filters



Figuur 3/12.7-72: Weerstand berekeningen bij het vierde orde hoogdoorlaat filter volgens het Linkwitz-concept *(bron: Elektuur).*

Ook nu worden de berekeningen ingeluid door of eerst een weerstandswaarde, of eerst een condensatorwaarde voorop te stellen.

Bijzondere filters

Inleiding

Analoge filters zijn waarschijnlijk dé schakelingen waarmee het meest geëxperimenteerd is en waarover het meest geschreven is. Naast de in de vorige subhoofdstukken beschreven "standaard" filters zijn er in de loop der tientallen jaren ontelbare speciale filterschakelingen ontstaan, in de meeste gevallen voor zeer specifieke toepassingen. Het zou te ver voeren om deze allemaal te bespreken. Maar toch zullen, voor de volledigheid, in dit laatste subhoofdstuk enige van deze speciale filters, die in de doe-het-zelf elektronica vaak aan de orde komen, in het kort besproken worden:

- het RIAA-filter;
- het Baxandall-filter;
- het fysiologisch filter;
- het state-variable filter;
- het equaliser filter.

Het RIAA-filter

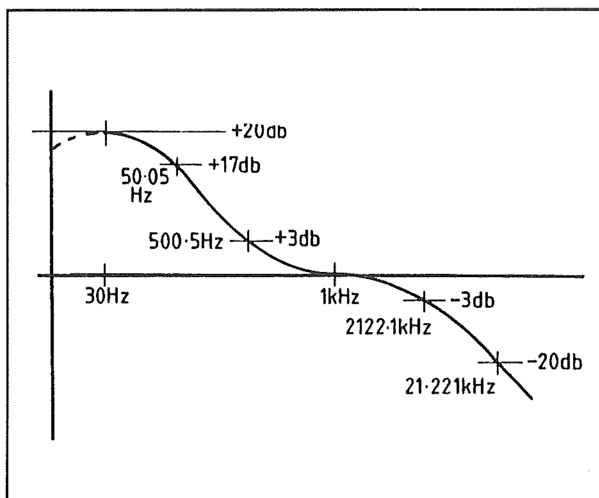
Het RIAA-filter is noodzakelijk als men een voorversterker wil ontwerpen die bedoeld is om het kleine signaal van een magnetodynamisch pick-up element te versterken. Hoewel de vinyl platen en platenspelers verdrongen zijn door de Compact Disk hebben de meeste mensen nog zoveel oude platen en een goed werkende platenspeler in huis dat het beschrijven van dit speciale RIAA-filter geen achterhaalde zaak is.

Bij het maken van platen moet het signaal met een bepaalde frequentie-karakteristiek in het vinyl worden geperst. Dat heeft te maken met het feit dat een magnetodynamisch element een spanning afgeeft die evenredig is met de snelheid van de naaldbeweging. Zou men de plaat snijden met een rechte frequentie-karakteristiek, dan zouden de lage tonen een veel grotere groefbreedte moeten hebben dan de hoge tonen. Maar bovendien zou de groefmodulatie voor de hoge tonen zo klein zijn, dat deze zou verdrinken in de

12.7 Op-amp's als filters

korrelstruktuur van het oppervlak van de plaat. Vandaar dat de hoge tonen worden versterkt en de lage tonen worden verzwakt. Deze frequentie-karakteristiek is internationaal gestandaardiseerd en wordt de RIAA-karakteristiek genoemd. De kantelpunten van het versterker en verzwakken liggen bij 500 Hz en bij 2,12 kHz. De steilheid van de beide aanpassingen bedraagt 6 dB/octaaf.

Bij de weergave van platen moet de RIAA-karakteristiek weer gecorrigeerd worden. De gestandaardiseerde weergave-karakteristiek van een dergelijk RIAA-filter is getekend in figuur 3/12.7-73.



Figuur 3/12.7-73: De amplitude-karakteristiek van een RIAA-filter.

De referentie frequentie is 1 kHz. Ten opzichte van deze frequentie moeten:

- signalen van 30 Hz 20 dB versterkt worden;
- signalen van 50 Hz 17 dB versterkt worden;
- signalen van 500 Hz 3 dB versterkt worden;
- signalen van 2,12 kHz 3 dB verzwakt worden;
- signalen van 21,2 kHz 20 dB verzwakt worden.

Er zijn ontelbare schakelingen ontworpen die de ideale karakteristiek zo goed mogelijk benaderen en die bovendien ook nog eens minimale faseverschuivingen veroorzaken.

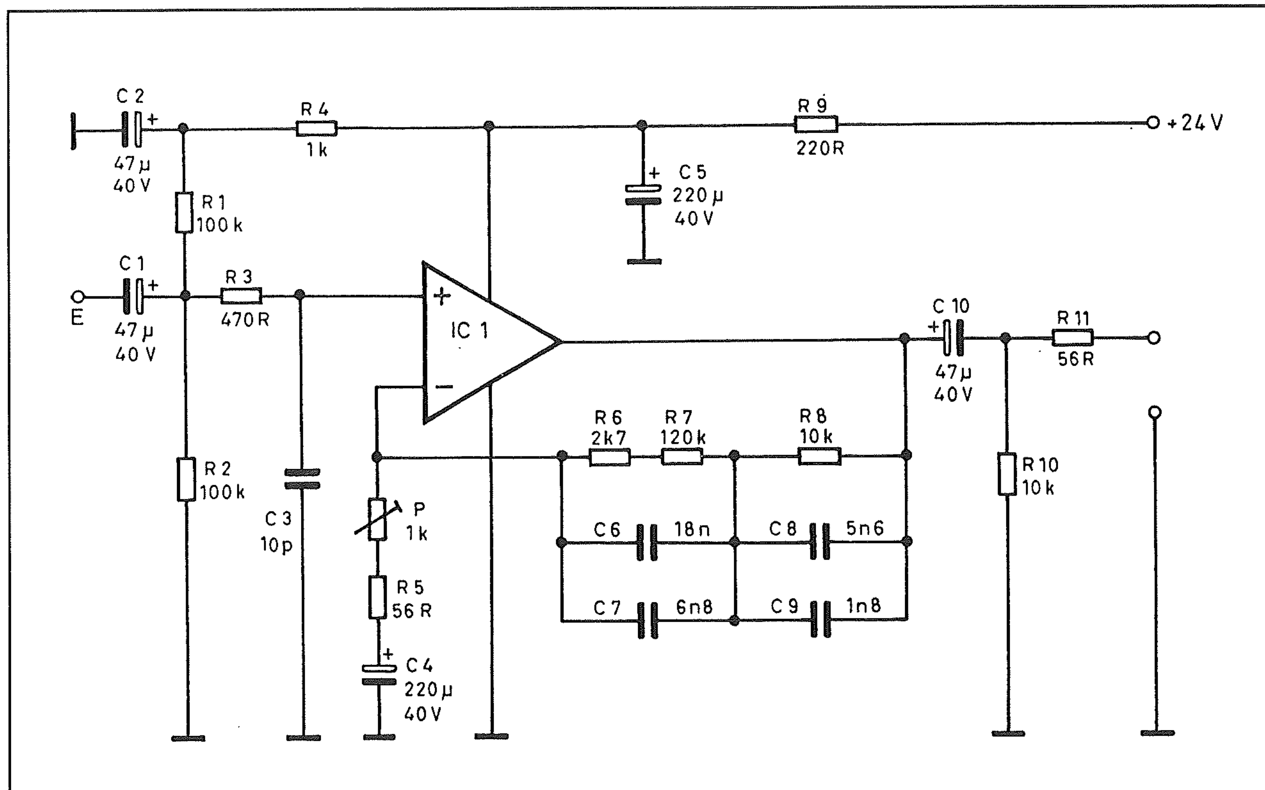
Een van de meest gebruikte schakelingen is getekend in figuur 3/12.7-74.

De schakeling rond de niet-inverterende ingang van de operationele versterker wordt gebruikt voor het instellen van de op-amp op de helft van de voedingsspanning.

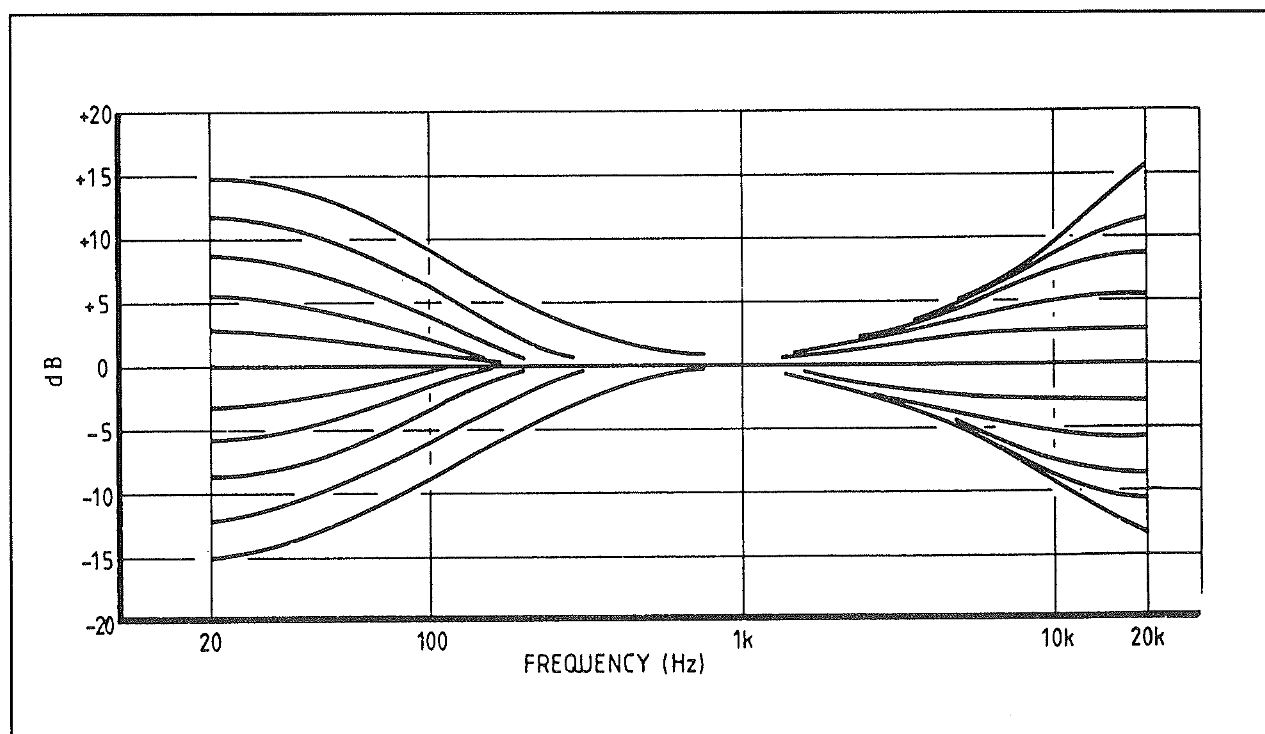
Vanwege de kleine signalen die versterkt moeten worden, moet er de nodige aandacht worden besteed aan het filteren van de instelspanning. Vandaar de twee filtertjes R9/C5 en R4/C2, die de laatste restjes brom en rimpel uit de voedingsspanning verwijderen. Het signaal wordt via de scheidingscondensator C1 en een eerste filter R3/C3 toegevoerd aan de niet-inverterende ingang. Dit eerste filter heeft overigens niets met het eigenlijke RIAA-gebeuren te maken, maar onderdrukt eventuele hoogfrequente stoorsignalen die bijvoorbeeld kunnen ontstaan bij het inschakelen van een koelkast. Het eigenlijke RIAA-filter is opgenomen in de terugkoppeling van de operationele versterker en bestaat uit de onderdelen R6 tot en met R8 en C6 tot en met C9. Met behulp van de potentiometer P kan men de versterking van de schakeling instellen. Deze instelling beïnvloedt de vorm van de weergave-karakteristiek niet. De curve van figuur 3/12.7-73 schuift alleen op en neer langs de dB-as.

Het zal duidelijk zijn dat men voor een dergelijke toepassing een operationele versterker moet toepassen met extreem lage eigen ruis.

12.7 Op-amp's als filters



Figuur 3/12.7-74: Een praktisch voorbeeld van een RIAA-filter.



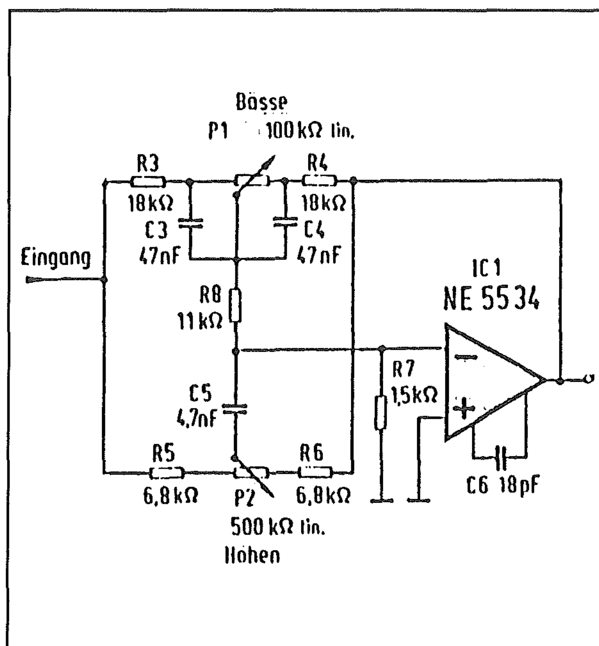
Figuur 3/12.7-75: De amplitude-karakteristiek van een Baxandall-filter.

12.7 Op-amp's als filters

Het Baxandall-filter

Het Baxandall-filter is nog steeds dé schakeling waarmee alle standaard toonregelingen van audio-versterkers werken. De schakeling kombineert een laag- met een hoog-filter en wel zo dat er sprake is van symmetrische frequentie-karakteristieken rond een centrale frequentie. Deze wordt meestal gelijk gesteld aan 1 kHz.

De amplitude-karakteristiek van een Baxandall-filter is getekend in figuur 3/12.7-75. Het lage filter werkt vanaf 20 Hz tot ongeveer 800 Hz en kan deze frequentieband zowel versterken als verzwakken. Het hoge filter werkt van ongeveer 1,5 kHz tot 20 kHz en kan deze band ook versterken of verzwakken.



Figuur 3/12.7-76: De standaard schakeling van een Baxandall-filter.

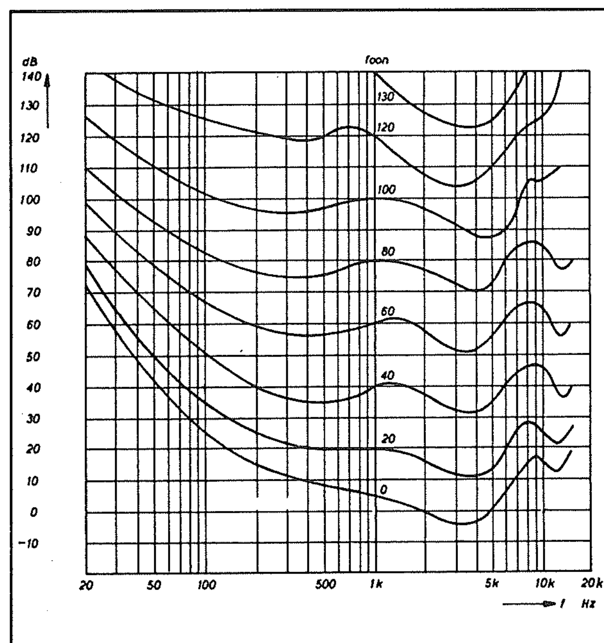
De standaard schakeling van een Baxandall-filter is getekend in figuur 3/12.7-76. Het filternetwerk bestaat uit twee T-polen, die ieder zijn samengesteld uit een specifieke R/C-combinatie. Het gehele filternetwerk is opgenomen in de terugkoppeling van de operationele versterker.
Uiteraard heeft men ook op dit filter talloze variaties verzonnen en bedacht, waarbij het er voornamelijk om gaat de fase- en vervormings-karakteristieken te optimaliseren, zonder afbreuk te doen aan de symmetrie van de amplitude-karakteristiek. Maar de specifieke vorm van de dubbele T zal men in iedere Baxandall-schakeling terug vinden!

Het fysiologisch filter

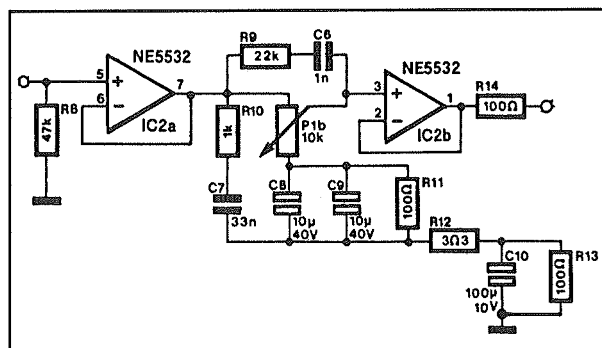
Het fysiologisch filter is een schakeling die ontwikkeld is om de eigenaardige eigenschappen van het menselijke oor te compenseren. Zoals uit de grafieken van figuur 3/12.7-77 blijkt, is het oor niet voor alle frequenties even gevoelig. Maar bovendien hangt de gevoeligheid niet alleen af van de frequentie, maar ook van de luidheid van het signaal. Het menselijk gehoor is het gevoeligst voor frequenties tussen 4 en 6 kHz. De gevoeligheid is het laagst voor zeer lage en zeer hoge frequenties. Naarmate de luidheid van het geluid toeneemt, worden de gevoeligheidsverschillen kleiner. Het is net alsof het oor tegen een maximale drempel vastloopt!

Voor de duidelijkheid: de grafiek geeft curves die aangeven hoeveel geluidsdruk (uitgedrukt in dB) er voor iedere frequentie nodig is om de indruk te geven dat het geluid even hard klinkt als een referentiesignaal met een frequentie van 1 kHz. Uit de grafieken blijkt dat dit tientallen dB kan verschillen!
In goede versterkers is vandaar een zogenaamde fysiologische volumeregeling ingebouwd, die de amplitude-karakteristiek van het apparaat aanpast aan de instelling van de volumepotentiometer.

12.7 Op-amp's als filters



Figuur 3/12.7-77: De gevoeligheid van het menselijk gehoor in functie van de frequentie en in functie van de luidheid van het geluid.



Figuur 3/12.7-78: Een bruikbare schakeling van een fysiologisch filter.

Die volumeregeling werkt uiteraard weer met een filter, een fysiologisch filter. Een voorbeeld van een dergelijke filterschakeling is getekend in figuur 3/12.7-78.
De volume potentiometer is P1.

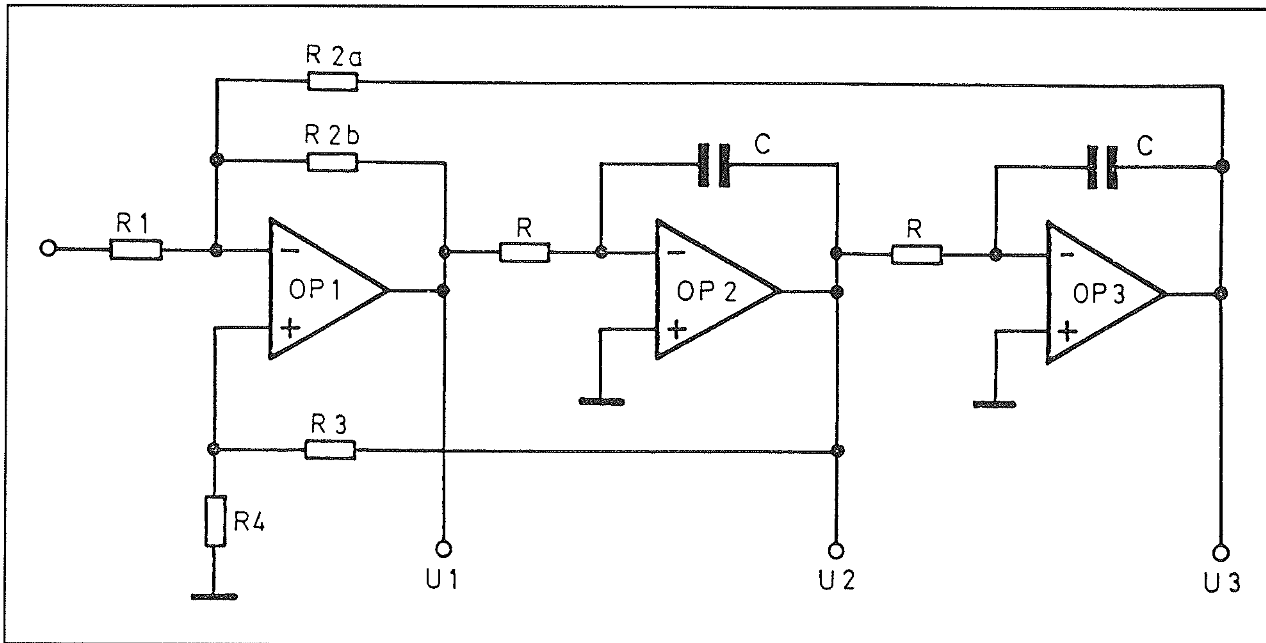
Dit onderdeel is opgenomen in een nogal complex geheel van weerstanden en condensatoren, die de schakeling de gewenste amplitude-karakteristiek geven.
In het kort komt het er op neer dat het frequentiegebied tussen 1 kHz en 6 kHz verzwakt wordt. De mate van verzwakking is afhankelijk van de loperstand van de potentiometer.
Op deze manier vertoont de schakeling een amplitude-karakteristiek die in grote lijnen het omgekeerde verloop kent als de grafieken in figuur 3/12.7-77.

Het state-variable filter
Een zeer moderne filterschakeling is het zogenoemde state-variable filter. Dit is een aktieve filterschakeling die drie functies heeft:
- laagdoorlaat;
- hoogdoorlaat;
- banddoorlaat.

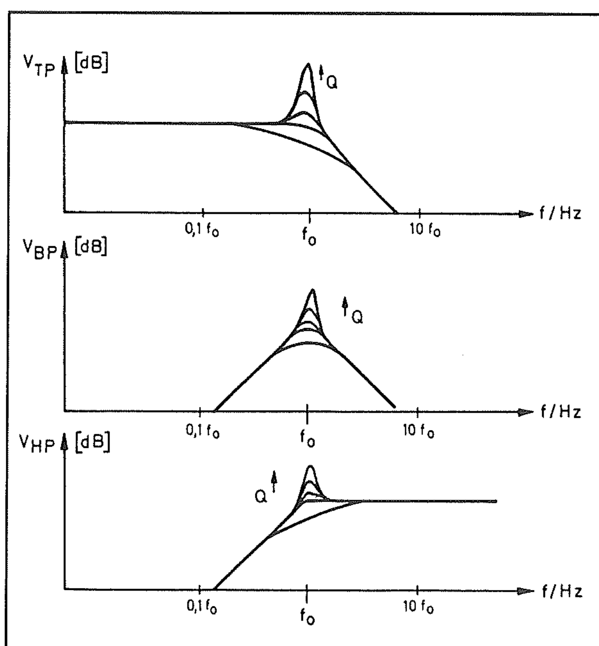
De drie functies hebben alle drie dezelfde afsnij- of filterfrequentie f_0.

De basisschakeling van een state-variable filter is getekend in figuur 3/12.7-79. De uitgang U_1 levert een hoogdoorlaat karakteristiek van de tweede orde. Op de uitgang U_2 staat een banddoorlaat karakteristiek ter beschikking en ook dit filter heeft een tweede orde steilheid. De uitgang U_3, tenslotte, levert een laagdoorlaat-karakteristiek, weer met een steilheid van 12 dB/octaaf.

Uit de amplitude-karakteristieken van de drie uitgangen, getekend in figuur 3/12.7-80, kan men afleiden dat alle uitgangen inderdaad een en dezelfde filterfrequentie f_0 hebben. De kwaliteitsfactor Q van de schakeling bepaalt hoe vlak de karakteristieken rond het kantelpunt verlopen.



Figuur 3/12.7-79: De basisschakeling van een state-variable filter.



Figuur 3/12.7-80: De amplitude-karakteristieken van de drie uitgangen van het state-variable filter.

Bij de berekening van dit heel nuttige filter gaat men uit van R2a = R2b.

De versterking van het filter wordt dan gegeven door:

A = R2/R1

De filterfrequentie volgt uit:

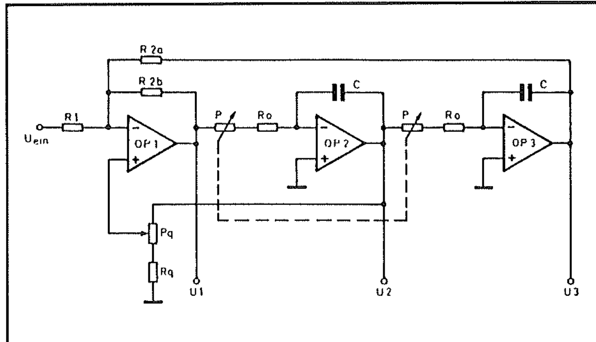
$f_0 = 1/(2.\pi.R.C)$

De kwaliteitsfactor wordt bepaald door:

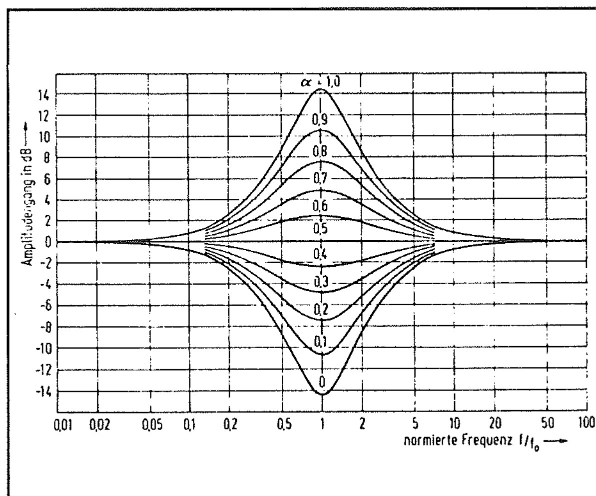
Q = (R3+R4)/R4

Het grote voordeel van de schakeling is dat men zowel de kwaliteitsfactor als de filterfrequentie op een tamelijk eenvoudige manier instelbaar kan maken. Het volstaat volgens het schema van figuur 3/12.7-81 twee potentiometers in de schakeling op te nemen.
Met potentiometer Pq wordt de kwaliteitsfactor ingesteld, met de stereo potentiometer P de filterfrequentie.

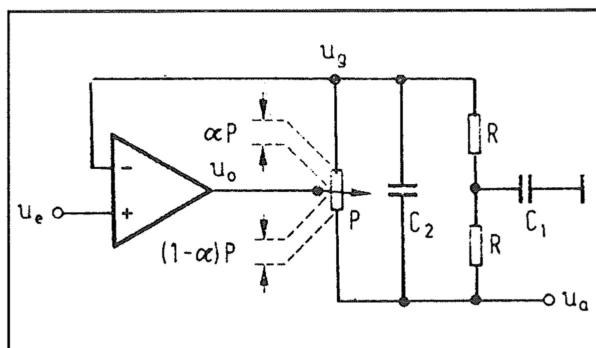
12.7 Op-amp's als filters



Figuur 3/12.7-81: Door het in de schakeling opnemen van twee potentiometers kan men zowel de filterfrequentie als de kwaliteitsfactor regelbaar maken.



Figuur 3/12.7-82: De amplitude-karakteristiek van een equaliser filter.



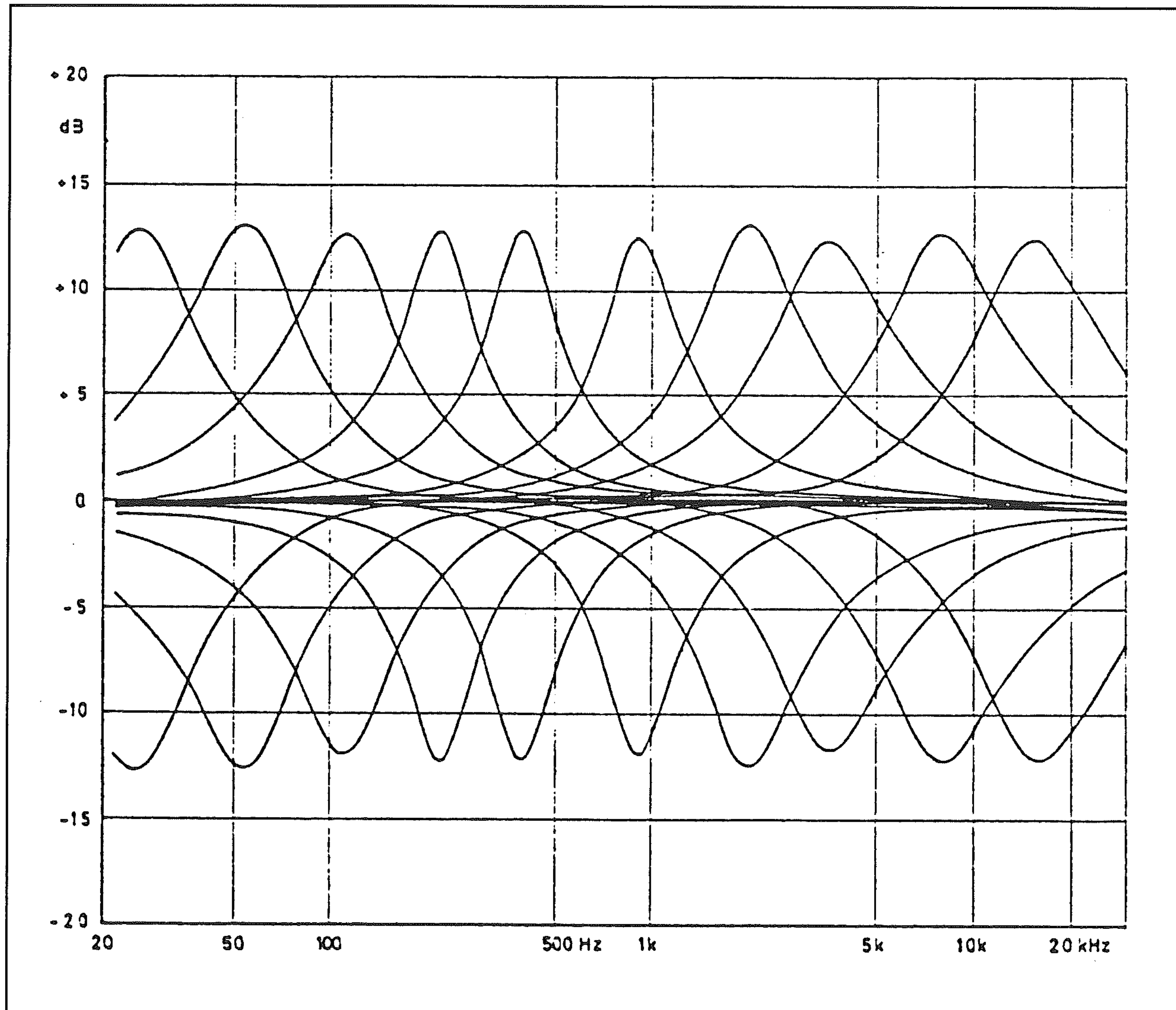
Figuur 3/12.7-83: De basisschakeling van een equaliser filter.

Het equaliser filter

Een equaliser filter is een schakeling die de eigenschappen van een banddoorlaat filter combineert met deze van een bandsper filter. Bovendien kan met behulp van één potentiometer overgeschakeld worden van bandsper naar banddoorlaat. Uiteraard is dat een continu proces, zodat er een stand van de potentiometer is waarbij het filter noch versterkt noch verzwakt. Dergelijke filters worden uiteraard gebruikt in equalisers, waarbij het mogelijk is de weergave van het volledige audiobereik van 20 Hz tot 20 kHz met behulp van diverse potentiometers in te stellen. Op deze manier kan men de amplitudekarakteristiek van een versterker heel nauwkeurig aanpassen aan de acoustische eigenschappen van een kamer of een zaal.

De amplitude-karakteristiek van een dergelijk filter is getekend in figuur 3/12.7-82. Duidelijk blijkt hieruit dat de curves, die ieder overeen komen met één stand van de potentiometer, zeer symmetrisch verlopen en dat het filter een instelling heeft, waarbij de amplitude volledig vlak verloopt.
De basisschakeling van een dergelijk filter is getekend in figuur 3/12.7-83. De condensatoren C1 en C2 bepalen de filterfrequentie. De lineaire potentiometer P stelt de verzwakking of versterking in. In de middenstand werkt de schakeling als lineaire versterker. De bandbreedte van het filter is afhankelijk van de verhoudingen tussen de beide condensatoren en tussen P en R. De getekend grafiek gaat uit van een condensator verhouding C1/C2 = 15 en een weerstand verhouding P/R = 10.
Als de weerstand verhouding stijgt zal de bandbreedte van het filter smaller worden, maar zal meer versterkt en verzwakt worden.

12.7 Op-amp's als filters



Figuur 3/12.7-84: De amplitude-karakteristiek van een schakeling met tien equaliser filters.

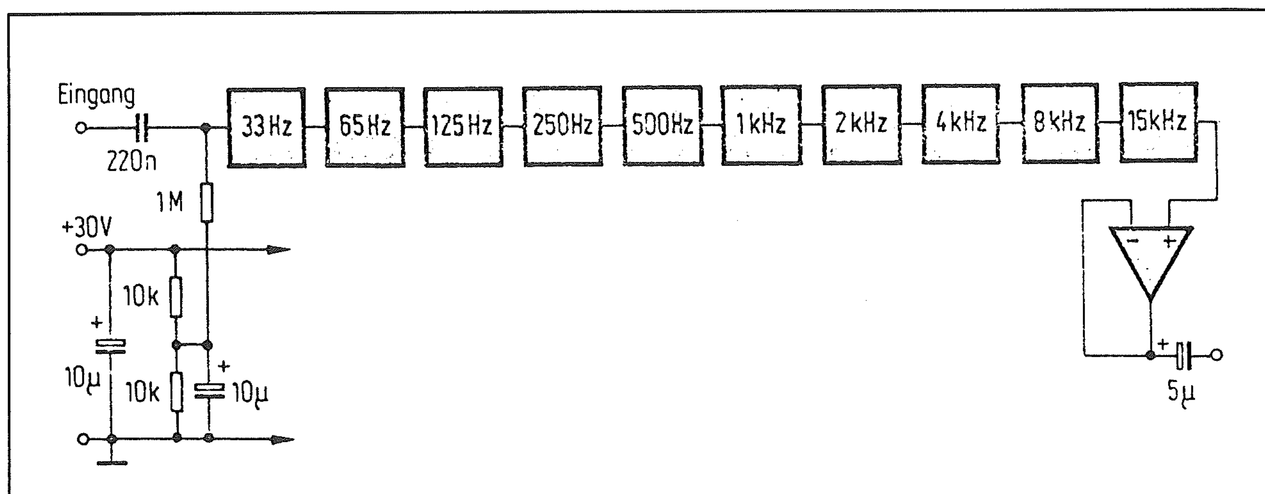
Voor audio-toepassingen wordt de verhouding van 10 als ideaal gezien. Een grotere verhouding tussen beide condensatoren vergroot de bandbreedte en heeft minder versterking en verzwakking tot gevolg.

De filterfrequentie wordt gegeven door de uitdrukking:

$$f_0 = (1/2.\pi)\sqrt{[(2.R+P)/(C1.C2.P.R^2]}$$

Uiteraard heeft men aan één dergelijke schakeling niet erg veel. De bedoeling is verschillende schakelingen, ieder met een eigen filterfrequentie, te combineren. Op deze manier kan men de gehele audio-band opsplitsen in een aantal banden, die ieder door een equaliser filter worden verzwakt of versterkt. De totale amplitude-karakteristiek ziet er dan uit zoals getekend in figuur 3/12.7-84.

12.7 Op-amp's als filters



Figuur 3/12.7-85: Het principe van de seriële equaliser.

In dit voorbeeld worden de filterfrequenties ingesteld op:
- 31,5 Hz;
- 63 Hz;
- 125 Hz;
- 250 Hz;
- 500 Hz;
- 1 kHz;
- 2 kHz;
- 4 kHz;
- 8 kHz;
- 16 kHz.

Deze frequenties zijn niet willekeurig gekozen, maar liggen één octaaf uit elkaar. In dit geval spreekt men dan ook van een "octaaf-equaliser".

Er bestaan twee systemen om de individuele filters met elkaar te combineren:
- de seriële schakeling;
- de parallelle schakeling.

Bij de seriële schakeling, waarvan het principe is getekend in figuur 3/12.7-85, staan alle filters achter elkaar geschakeld.

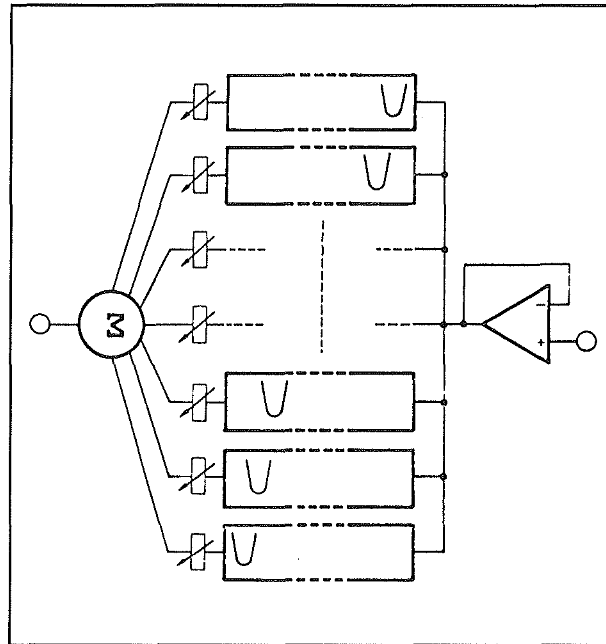
Het signaal doorloopt alle filters en ieder filter pikt uit het totale frequentiespectrum die band uit, waarop het is afgestemd. De schakeling van figuur 3/12.7-83 is ideaal voor deze seriële oplossing. De uitgangen van de filters gaan immers naar de niet-inverterende ingang van de volgende operationele versterker.
Deze ingang heeft een zeer hoge impedantie, zodat een filter niet belast wordt door de volgende schakeling en de filterkarakteristieken zich niet onderling kunnen beïnvloeden.
Omdat de schakeling bovendien gelijkspanningsgekoppeld is (tussen de inverterende ingang van de operationele versterker en de uitgang staan alleen maar weerstanden) kan men door middel van één spanningsdeler aan de niet-inverterende ingang van de eerste operationele versterker het gehele netwerk instellen op de helft van de voedingsspanning. Het signaal moet dan uiteraard via een scheidingscondensator aan de eerste trap aangelegd worden. De laatste trap wordt afgesloten met een als buffer geschakelde operationele versterker, zodat ook dit laatste filter niet belast wordt.

Bij de parallelle schakeling, principieel voorgesteld in figuur 3/12.7-86, staan alle filters parallel geschakeld.

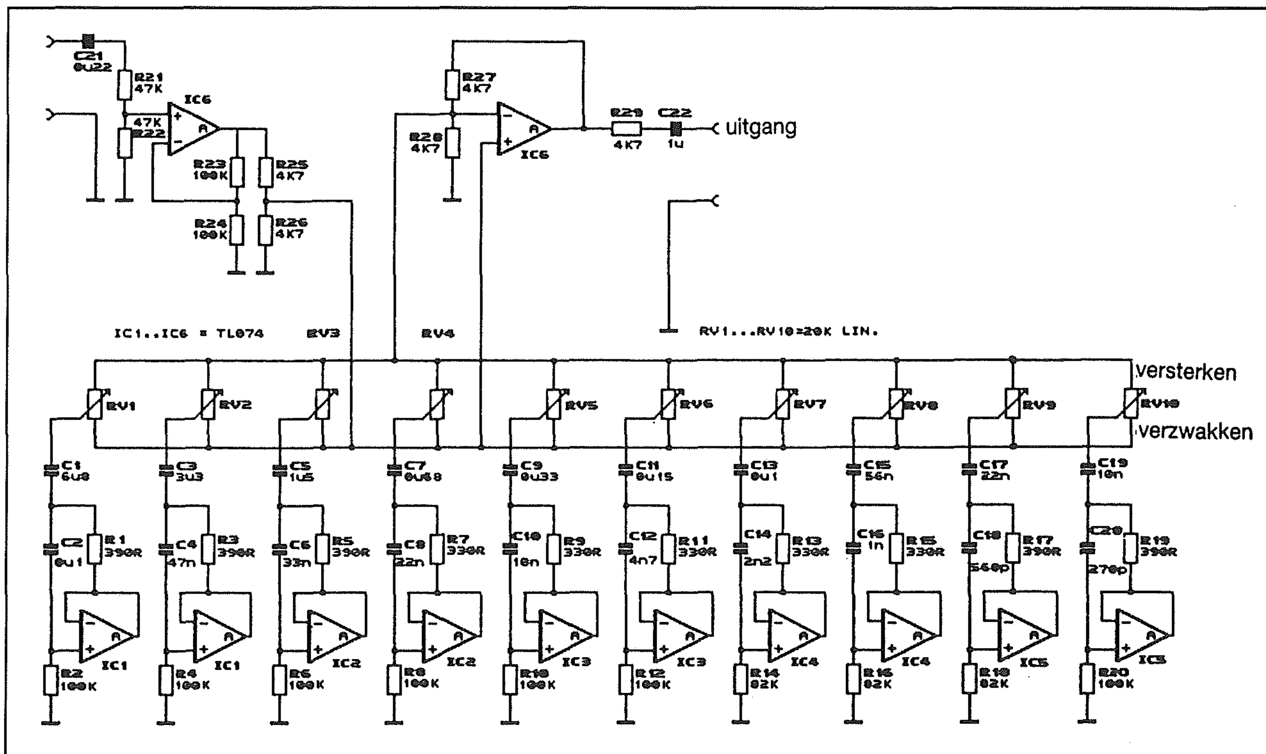
12.7 Op-amp's als filters

Alle ingangen worden via een buffertrap aangestuurd met het ingangssignaal. De uitgangen van de diverse filters gaan naar een mengschakeling met virtueel massapunt. Op deze manier kunnen de filters elkaar niet beïnvloeden. Het zal nu echter wel duidelijk zijn dat men ieder filter een eigen instelling moet geven. Beter is natuurlijk de gehele schakeling symmetrisch te voeden, waardoor alle trappen kunnen worden ingesteld ten opzichte van de massa.

In figuur 3/12.7-87 is het praktische schema getekend van een parallel werkende equaliser met tien banden. Vanwege de parallelle struktuur van de schakeling zijn de eigenlijke filters anders uitgevoerd dan volgens het principeschema van figuur 3/12.7-83 zou moeten. Duidelijk blijkt dat de filtersecties nu niet mooi symmetrisch zijn opgebouwd. Vanwege dat feit verdient de seriële structuur de voorkeur.



Figuur 3/12.7-86: De principiële schakeling van een parallel werkende equaliser.



Figuur 3/12.7-87: Het praktische schema van een parallelle equaliser.

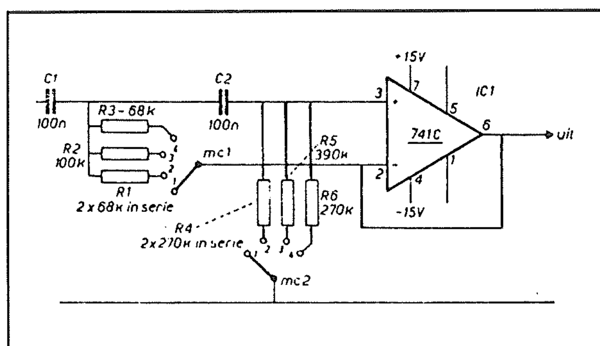
Voorbeelden van praktische filterschakelingen

Inleiding

In dit laatste subhoofdstuk worden tot slot enige praktische schakelingen beschreven, die zo uit de laboratorium praktijk komen en zonder verdere aanpassingen in de praktijk gebracht kunnen worden.

Een "rumble"-filter

In figuur 3/12.7-88 is een zogenoemd "rumble"-filter getekend. Dat is een hoogdoorlaat filter met een instelbare afsnijfrequentie in het subsone gebied.

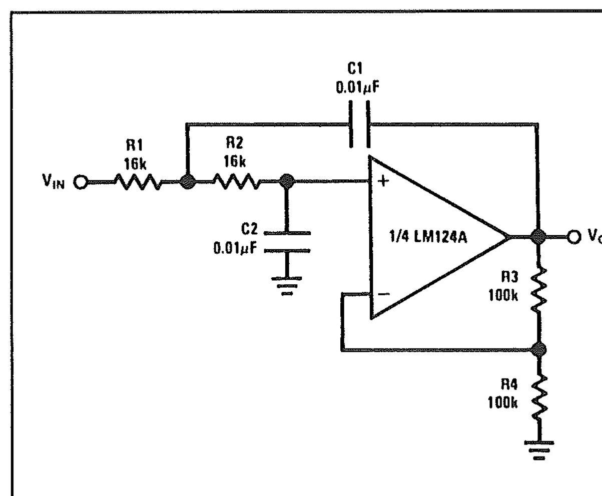


Figuur 3/12.7-88: Een "rumble"-filter van de tweede orde met instelbare afsnijfrequentie.

Met een dergelijk filter kan men het gestommel van oude, slechte vinyl platen of slecht draaiende platenspelers onderdrukken. Ook kan men een dergelijk filter toepassen om de hinderlijke laagfrequent signalen, die ontstaan als een spreker tegen een microfoon stoot, te onderdrukken.
Het filter is een tweede orde hoogdoorlaat filter dat door middel van een 2 x 4 standen schakelaar op drie verschillende frequenties kan worden ingesteld: 50, 70 en 100 Hz. In de vierde stand wordt het filter uitgeschakeld en werkt de operationele versterker als lineaire spanningsvolger.

Tweede orde laagdoorlaat filter

Figuur 3/12.7-89 geeft het schema van een op 1 kHz berekend laagdoorlaat filter van de tweede orde met spanningsversterking.



Figuur 3/12.7-89: Een tweede orde laagdoorlaat filter met spanningsversterking.

De kwaliteitsfactor van de schakeling is gelijk aan 1, de spanningsversterking is door middel van de even grote weerstanden R3 en R4 afgeregeld op 2.

Banddoorlaat filter

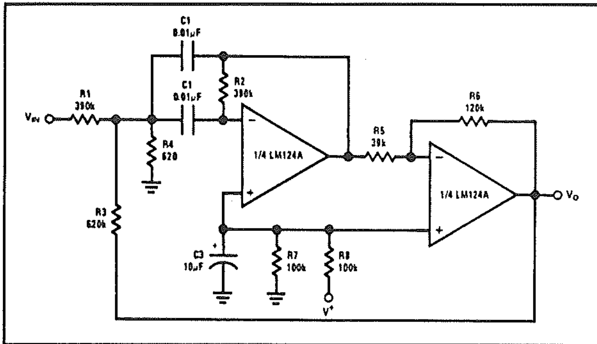
In figuur 3/12.7-90 is een banddoorlaat filter getekend, dat is afgestemd op 1 kHz. De schakeling werkt volgens een niet in dit hoofdstuk beschreven principe (net zoals vele filters!). De kwaliteitsfactor is ingesteld op 25.

Een spanningsgestuurd laagdoorlaat filter

Er zijn onderdelen, zoals FET's of OTA's, die kunnen werken als spanningsgestuurde weerstand. Het zal duidelijk zijn dat

12.7 Op-amp's als filters

deze onderdelen heel nuttig zijn voor het ontwerpen van spanningsgestuurde filters. Men kan dan met een gelijkspanning bijvoorbeeld de afsnijfrequentie van het filter instellen.



Figuur 3/12.7-90: Een banddoorlaat filter met afsnijfrequentie van 1 kHz.

In figuur 3/12.7-91 wordt als voorbeeld een spanningsgestuurd laagdoorlaat filter voorgesteld. De aktieve elementen zijn twee OTA's van het type XR 13600. Deze worden gestuurd uit de gelijkspanning V_C. De "elektronische weerstanden", die de OTA's in deze schakeling zijn, staan in serie met de condensatoren C en 2.C van het tweede orde filter.

De afsnijfrequentie kan berekend worden met de formule:

$$f_c = 19{,}2.[R1/2.C.(R1+R)].I_B$$

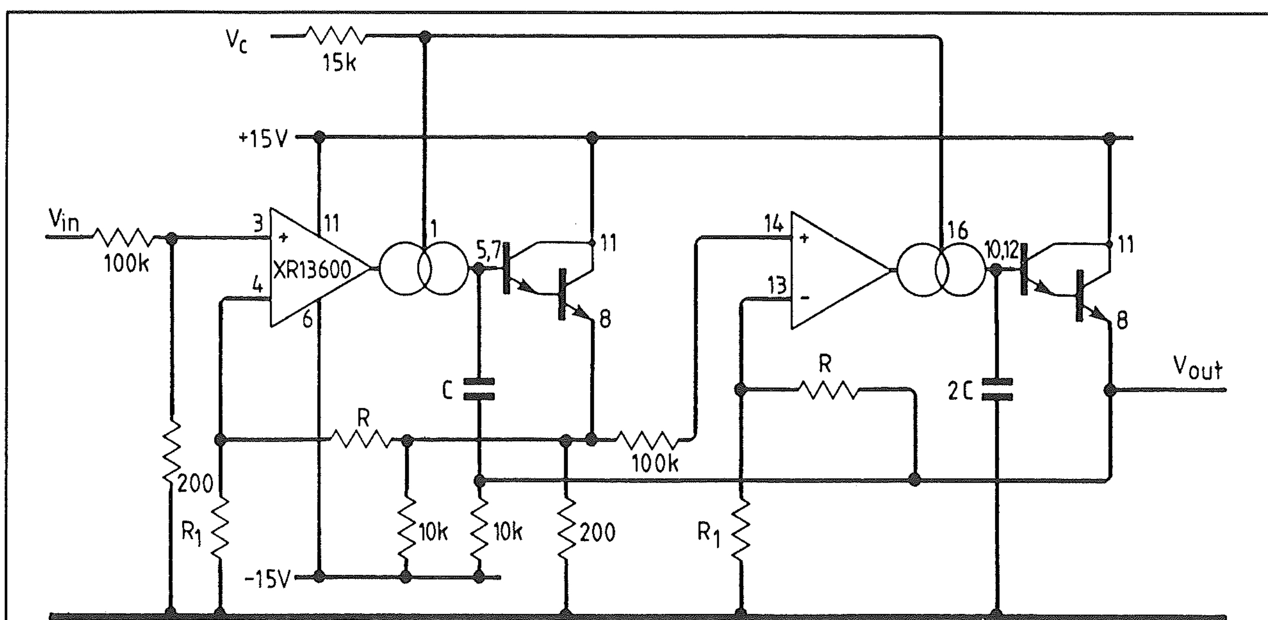
Hierin is I_B de waarde van de stroom die men in de OTA's stuurt. Uit de vergelijking blijkt dat de waarde van de afsnijfrequentie recht evenredig is met de grootte van de stuurstroom.

Het filter werkt dus met een lineaire regeling, hetgeen wil zeggen dat een verdubbeling van de stuurstroom overeen komt met een verdubbeling van de afsnijfrequentie.

Speciaal filter-IC

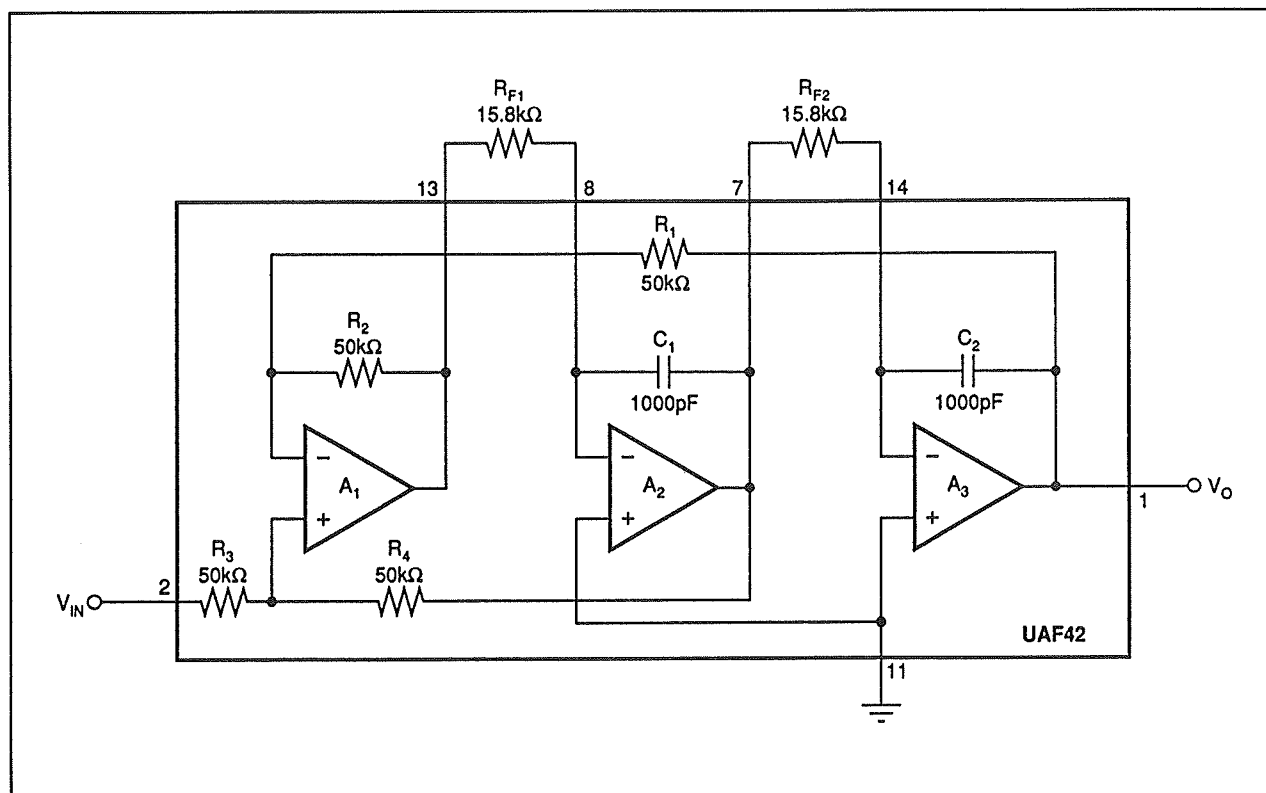
Door verschillende fabrikanten worden speciale IC's op de markt gebracht, waarmee men op een heel eenvoudige manier analoge filters kan samenstellen.

De UAF 42 van Burr-Brown is een dergelijk "Universal Active Filter" IC.



Figuur 3/12.7-91: Een spanningsgestuurd laagdoorlaat filter met Butterworth karakteristieken.

12.7 Op-amp's als filters



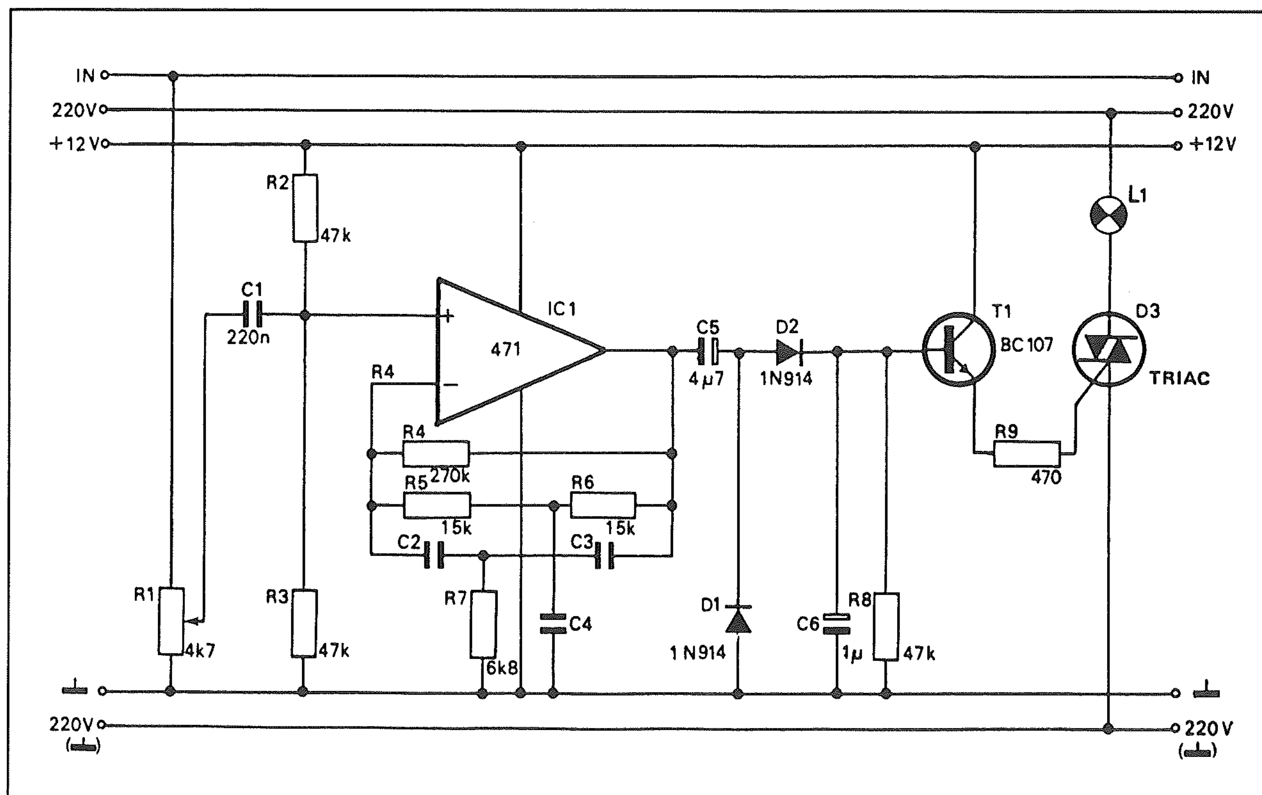
Figuur 3/12.7-92: Een praktisch voorbeeld met het speciale filter-IC UAF 42 van Burr-Brown.

De schakeling bevat drie operationele versterkers en de nodige componenten voor het maken van allerlei soorten filters. In het IC zijn bijvoorbeeld twee condensatoren van 1 nF geïntegreerd, zodat men de filterkarakteristieken volledig kan bepalen door het aansluiten van een paar weerstandjes op de pennen van de schakeling.

In figuur 3/12.7-92 is als voorbeeld een laagdoorlaat filter rond de UAF 42 ontworpen. Men moet slechts twee externe weerstanden R_{F1} en R_{F2} op het IC aansluiten! De schakeling is van de tweede orde en heeft een afsnijfrequentie van 10 kHz. De schakeling is berekend volgens het Chebyshev-concept en heeft een rimpel van maximaal 1,25 dB in de doorlaatband. De spanningsversterking is gelijk aan 1.
Burr-Brown levert, speciaal ontwikkeld voor de UAF 42, een computerprogramma voor MS-DOS systemen, waarmee men op een heel eenvoudige manier allerlei filterschakelingen rond dit IC kan laten berekenen.

Frequentie-selectief lichtorgel
Figuur 3/12.7-93 geeft het basisschema van één module, waarmee men frequentie-selectieve lichtorgels kan samenstellen.
Het ingangssignaal, bijvoorbeeld het luidsprekersignaal van een eindversterker, wordt via de potentiometer R1 en de scheidingscondensator C1 aangeboden aan de niet-inverterende ingang van de operationele versterker IC1. Dit IC is als banddoorlaat filter geschakeld en versterkt slechts een bepaalde frequentieband uit het ingangssignaal. Het uitgangssignaal van het filter wordt nadien gelijkgericht.

12.7 Op-amp's als filters



Figuur 3/12.7-93: Het basisschema van een module uit een frequentie-selectief lichtorgel.

De gelijkrichter stuurt via de transistor T1 de gate van de triac D3. Als het gelijkgerichte signaal groot genoeg is gaat de triac ontsteken en de lamp L1 wordt met de netspanning verbonden.
Het bandfilter werkt met twee T-netwerken, die zijn aangebracht tussen de uitgang van de operationele versterker en de inverterende ingang.
De doorlaatband van het filter wordt bepaald door de waarde van de onderdelen C2, C3 en C4. In figuur 3/12.7-94 zijn deze onderdelen ingevuld voor 14 verschillende frequenties.

Let op! De schakeling is rechtstreeks met de netspanning verbonden en bij ondeskundig gebruik dus levensgevaarlijk. Het ingangssignaal mag alleen via een goed geïsoleerde scheidingstransformator met het module verbonden worden!

frekwentie	$C_2 = C_3$	C_4
20 Hz	560 nF	1,2 µF
50 Hz	220 nF	470 nF
80 Hz	120 nF	270 nF
100 Hz	100 nF	220 nF
200 Hz	56 nF	120 nF
500 Hz	22 nF	47 nF
800 Hz	12 nF	27 nF
1 kHz	10 nF	22 nF
2 kHz	5,6 nF	12 nF
5 kHz	2,2 nF	4,7 nF
8 kHz	1,2 nF	2,7 nF
10 kHz	1 nF	2,2 nF
15 kHz	680 pF	1,5 nF
20 kHz	560 pF	1,2 nF

Figuur 3/12.7-94: De onderdelenwaarden van de filtercomponenten voor 14 verschillende doorlaatbanden.

3/12.8

Op-amp's als signaalgeneratoren

Inleiding

Signaalgeneratoren
Signaalgeneratoren zijn schakelingen die een of meerdere elektronische wisselspanningssignalen opwekken. Om in aanmerking te komen voor het predicaat "signaalgenerator" moet een schakeling echter aan een aantal eisen voldoen.
- Het gegenereerde signaal moet, zoals gezegd, volledig zelfstandig tot stand komen. Dat wil zeggen dat de schakeling onmiddellijk na het inschakelen van de voedingsspanning moet starten zonder dat daarvoor een of ander extern stuursignaal noodzakelijk is.
- Het gegenereerde signaal moet een periodiek karakter hebben, zich dus regelmatig in de tijd herhalen met een vaste frequentie.
- Het gegenereerde signaal moet gelijkvormig van karakter blijven, iedere periode van het signaal moet er identiek uitzien als de vorige en als de volgende.
- De frequentie en de grootte van het signaal moeten constant zijn en mogen alleen door een bewuste handeling van waarde veranderen.

Signaalvormen
Er bestaan uiteraard in de elektronica ontelbare verschillende signalen die aan de hogergenoemde eisen voldoen. Toch zijn er maar een paar die als standaardsignaal betiteld kunnen worden.
Dat zijn:
- de rechthoek;
- de sinus;
- de driehoek;
- de zaagtand;
- de trapspanning.

Met deze vijf basis signaalvormen kan zowat ieder elektronisch probleem opgelost worden.
In de volgende subhoofdstukken zal besproken worden hoe deze vijf basissignalen met behulp van operationele versterkers gegenereerd kunnen worden.

De rechthoekgenerator

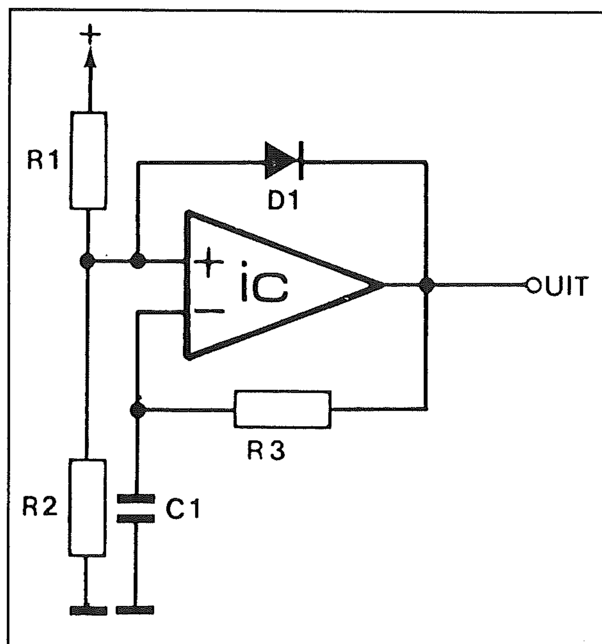
Inleiding
Een rechthoek is een signaal dat, de naam zegt het al, gedefinieerd wordt door een rechthoekige vorm. Het signaal kent dus maar twee waarden, die in de meeste gevallen "L" en "H" genoemd worden. Het signaal zal met een bepaalde frequentie zo snel mogelijk van "L" naar "H" springen en nadien weer van "H" naar "L".
De rechthoekspanning is een van de meest gebruikte signalen in de elektronica. Niet alleen werkt de volledige digitale elektronica, van eenvoudig uurwerkje tot de meest uitgebreide computer, alleen

12.8 Op-amp's als signaalgeneratoren

maar dank zij het feit dat er rechthoekspanningen bestaan.
Maar ook in de analoge elektronica zal men vaak een rechthoekje nodig hebben, al is het maar voor het aansturen van een andere schakeling, zoals een trapspanning- of zaagtandgenerator.

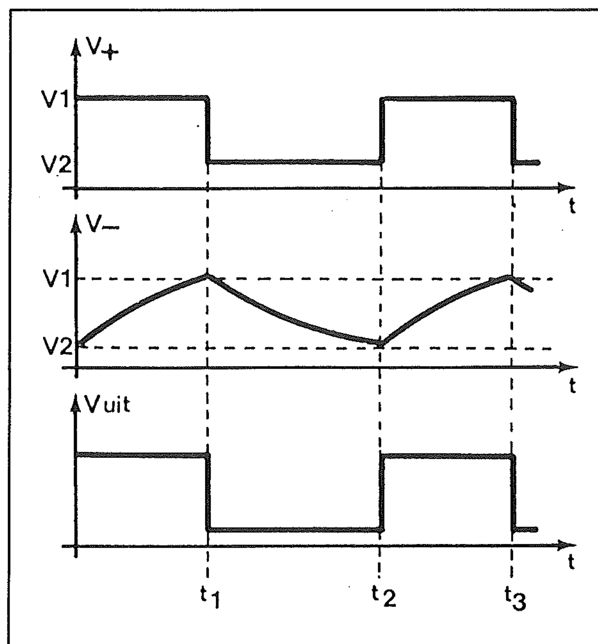
De basisschakeling

De basisschakeling van een rechthoekgenerator is getekend in figuur 3/12.8-1.



Figuur 3/12.8-1: De basisschakeling van een rechthoekgenerator met een operationele versterker.

Let op dat dit schema uitgaat van enkelvoudige positieve voeding!
De niet-inverterende ingang van de opamp wordt door middel van de twee weerstanden R1 en R2 ingesteld op een spanning U1. De inverterende ingang is aangesloten op een condensator C1, die naar de massa is geschakeld en houdt bovendien voeling met wat er op de uitgang gebeurt door middel van de terugkoppelweerstand R3.



Figuur 3/12.8-2: De grafische verklaring van de werking van de rechthoekgenerator.

Er is nog een tweede terugkoppeling in de schakeling opgenomen, namelijk de diode D1 die de niet-inverterende ingang onder bepaalde voorwaarden terugkoppelt naar de uitgang.

De werking van de schakeling wordt besproken aan de hand van de grafieken in figuur 3/12.8-2.

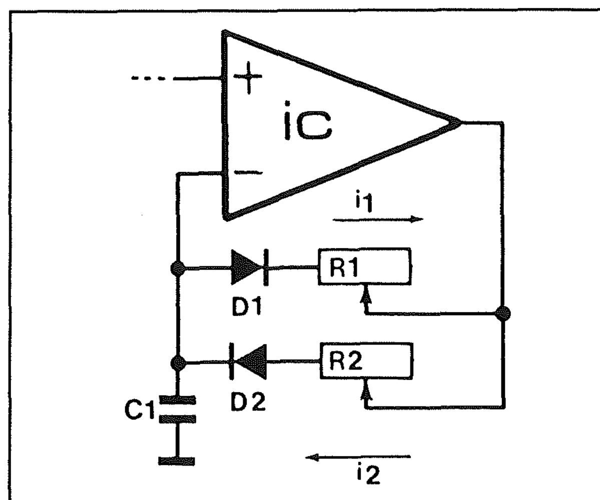
Stel dat de schakeling met de voedingsspanning wordt verbonden. De niet-inverterende ingang van de op-amp stelt zich in op de spanning U1. De condensator C1 is volledig ontladen, de spanning op de inverterende ingang is nul. De niet-inverterende ingang is positiever dan de spanning op de inverterende ingang, de uitgang van de op-amp gaat naar de voedingsspanning. De condensator C1 gaat opladen via de weerstand R3 uit deze hoge spanning. De spanning op de inverteren-

12.8 Op-amp's als signaalgeneratoren

de ingang gaat dus langzaam stijgen. De snelheid waarmee deze spanning stijgt wordt bepaald door de waarden van de weerstand R3 en de condensator C1.
Op tijdstip t1 is de condensator geladen tot de spanning U1. Even later wordt de spanning op de inverterende ingang dus hoger dan de spanning op de niet-inverterende ingang. Het gevolg is dat de op-amp, die als comparator werkt, omschakelt en de uitgang naar een lage spanning gaat. De diode D1, tot nu toe niet actief, gaat nu geleiden. De kathode wordt immers negatiever dan de anode.
De niet-inverterende ingang van de op-amp wordt via de geleidende diode verbonden met de lage uitgangsspanning op de uitgang van de schakeling. Het gevolg is dat de spanning op de niet-inverterende ingang daalt tot een spanning U2. Deze is gelijk aan de uitgangsspanning van de op-amp plus de geleidingsspanning van de diode D1.
De geladen condensator C1 gaat nu ontladen via dezelfde weerstand R3 tot de lage uitgangsspanning van de op-amp. Op tijdstip t2 wordt de spanning over de condensator gelijk aan de spanning U2. De inverterende ingang wordt negatiever dan de niet-inverterende ingang, het gevolg is dat de uitgang van de op-amp weer gelijk wordt aan de waarde van de voedingsspanning. De schakeling bevindt zich weer in de uitgangssituatie.

Conclusie: de schakeling wekt op de uitgang een rechthoekvormige spanning op, waarvan de frequentie wordt bepaald door de waarde van de condensator C1 en de weerstand R3.

Instellen van de duty-cycle
De schakeling van figuur 3/12.8-1 wekt een rechthoekvormige spanning op, maar de verhouding tussen hoog- en laagtijd is niet instelbaar. Deze duty-cycle wordt alleen bepaald door de tijdconstante van het laden en ontladen van de condensator C1. Nu zijn deze tijdconstanten weliswaar even groot, maar dat wil nog niet zeggen dat het laden en ontladen even lang duurt.
Dat is een gevolg van de verschillende laad- en ontlaadkarakteristieken van een condensator. Het gevolg is dat de uitgang een niet-symmetrische rechthoekspanning opwekt, een spanning waarvan de "L"-tijd niet gelijk is aan de "H"-tijd.
Voor vele toepassingen is het echter noodzakelijk dat een rechthoekspanning met een gedefinieerde aan-uit verhouding wordt gegenereerd. De basisschakeling is op een eenvoudige manier uit te breiden tot een systeem waarmee deze aan-uit verhouding instelbaar is.

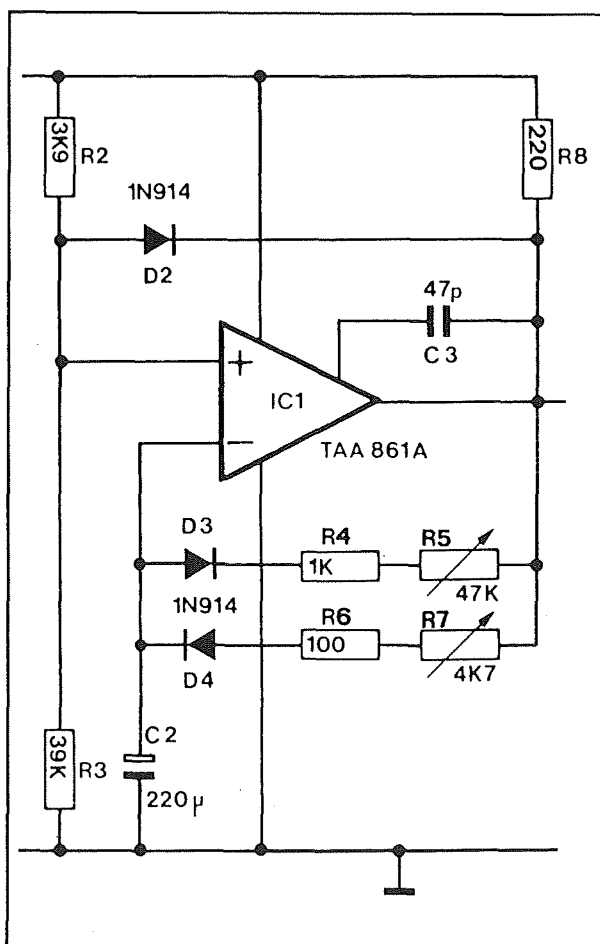


Figuur 3/12.8-3: Het regelen van de duty-cycle van de uitgangspuls.

Hoe dat kan is geschetst in figuur 3/12.8-3. De condensator C1 wordt nu geladen en ontladen via twee afzonderlijke weerstanden R1 en R2. De dioden D1 en D2 zorgen ervoor dat weerstand R2

12.8 Op-amp's als signaalgeneratoren

wordt gebruikt voor het laden en weerstand R1 voor het ontladen. Als de uitgangsspanning van de op-amp hoog is, dan gaat immers alleen D2 geleiden met als gevolg dat de stroomkring tussen C1 en R2 wordt gesloten. De diode D1 spert en de weerstand R1 is niet actief. Door beide weerstanden onder de vorm van instelpotentiometers uit te voeren kan men de laad- en ontlaadtijden van de condensator C1 individueel instellen. Op deze manier is het mogelijk een uitgangspuls op te wekken met een instelbare duty-cycle.



Figuur 3/12.8-4: Een praktisch bruikbaar schema van een rechthoekgenerator met instelbare duty-cycle.

Het volledige schema van een praktisch bruikbare oscillator met regelbare duty-cycle is getekend in figuur 3/12.8-4. In deze schakeling wordt gebruik gemaakt van een speciale op-amp van Siemens, de TAA 861 A. Deze wordt gekenmerkt door kleine schakeltijden, hetgeen wel een voordeel is als men operationele versterkers in dit soort schakelingen gebruikt! De condensator C3 is bij dit IC noodzakelijk voor de frequentiecompensatie. Deze schakeling is ontworpen als hart van een elektronische ruitenwisserregeling met instelbare wis- en pauze-tijden. Vandaar dat de waarde van de frequentiebepalende condensator C2 zeer groot is. Maar als men in plaats van een elco van 220 µF een condensator van 220 nF gebruikt zal de schakeling op een duizend maal hogere frequentie genereren.

Voor- en nadelen van de schakeling

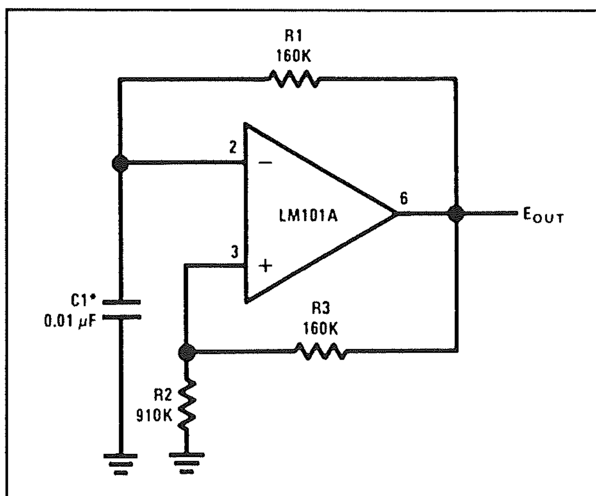
De besproken schakeling heeft als voordeel dat zij zeer eenvoudig is en probleemloos werkt. Maar daar staan ook een aantal nadelen tegenover!

- De waarde van de frequentie is in niet geringe mate afhankelijk van de grootte van de voedingsspanning. Hoe hoger deze is, hoe sneller de condensator zal opladen! Wil men een oscillator ontwerpen met een zeer constante frequentie, dan is het absoluut noodzakelijk de op-amp uit een zeer goed gestabiliseerde voeding te voeden.
- Operationele versterkers zijn, dat is algemeen bekend, geen snelheidsmonsters. Iedere op-amp wordt gedefinieerd door een bepaalde slew-rate, uitgedrukt in V/µs. Deze grootheid geeft aan hoe snel de spanning op de uitgang van de op-amp maximaal kan stijgen of dalen. Deze grootheid bepaalt dus in deze applicatie hoe snel de rechthoek-

spanning van "L" naar "H" en van "H" naar "L" omschakelt. Omdat deze slewrate bij de meeste operationele versterkers tamelijk laag is moet men niet verwachten dat men deze schakeling kan gebruiken voor het genereren van een rechthoekspanning met een frequentie van 10 MHz. Voor vele op-amp's is 10 kHz zo ongeveer de grens waarbij een acceptabele uitgangsspanning verwacht kan worden.

Symmetrische voeding

Als men de operationele versterker gebruikt in een systeem met symmetrische voeding, kan de schakeling nog iets vereenvoudigd worden. Het theoretische schema is getekend in figuur 3/12.8-5.



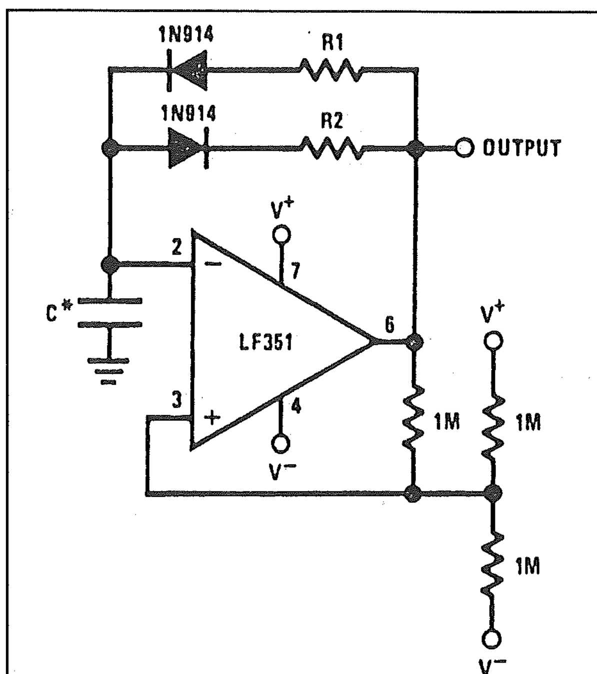
Figuur 3/12.8-5: De rechthoekgenerator gevoed uit symmetrische spanningen.

De schakeling rond de inverterende ingang is identiek. De niet-inverterende ingang is nu echter ook opgenomen in een resistieve terugkoppeling tussen de massa en de uitgang.
De werking van de schakeling is als volgt. Bij het verbinden met de symmetrische voedingsspanningen zal de inverterende ingang op 0 V staan. De condensator is immers ontladen.
Afhankelijk van de polariteit van de offsetspanning van de op-amp zal de niet-inverterende ingang iets positiever of iets negatiever zijn dan 0 V. De uitgang van de op-amp loopt dus vast tegen een van de voedingsspanningen. Afhankelijk van de polariteit van de uitgang zal de niet-inverterende ingang zich instellen op een positieve of negatieve referentiespanning. De condensator C1 zal zich, alweer afhankelijk van de polariteit van de uitgang, positief opladen of negatief ontladen. Wat ook het geval zij, na enige tijd wordt de spanning op de inverterende ingang groter of kleiner dan de spanning op de niet-inverterende ingang. Het gevolg is dat de uitgang van de op-amp omklapt van + naar - of van - naar + en dat de condensator in de tegengestelde zin wordt geladen of ontladen.
Ook nu wordt de frequentie van het uitgangssignaal alleen bepaald door de waarden van de passieve onderdelen rond de op-amp en door de waarde van de voedingsspanning. De uitgang levert een niet symmetrische rechthoekspanning af, die heen en weer springt tussen een negatieve "L" en een positieve "H".
Nadeel van deze schakeling is dat de spanning over de condensator zowel negatief als positief zal worden. Het is dus niet mogelijk een elco toe te passen!

Ook nu kan men hetzelfde principe toepassen voor het regelen van de aan-uit verhouding van de uitgangspuls. Een praktisch bruikbaar schema is getekend in figuur 3/12.8-6. Ook nu zorgen twee dioden ervoor dat de laad- en ontlaadcircuits van de frequentiebepalende condensator volledig gescheiden zijn. De niet-

12.8 Op-amp's als signaalgeneratoren

inverterende ingang wordt hier op een alternatieve manier ingesteld. De twee weerstanden van 1 MΩ, geschakeld tussen beide voedingen, zorgen voor een basisinstelling op 0 V.
De derde weerstand van 1 MΩ, geschakeld naar de uitgang, zorgt ervoor dat de spanning op de niet-inverterende ingang positief of negatief wordt, afhankelijk van de spanning op de uitgang.
Doordat deze drie weerstanden even groot zijn zullen beide drempels in absolute waarde even groot zijn, maar uiteraard symmetrisch ten opzichte van de nul liggen.



Figuur 3/12.8-6: Het instellen van de duty-cycle bij symmetrische voeding.

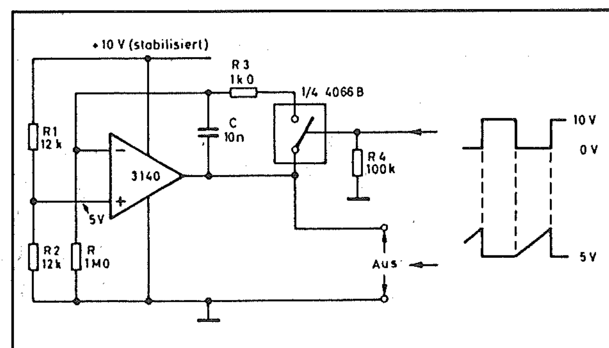
De zaagtandgenerator

Inleiding

Een zaagtand is een signaal dat gedefinieerd wordt door een constante spanningsstijging of daling in functie van de tijd. Nadat de spanning tot een bepaalde waarde gestegen of gedaald is zal deze zo snel mogelijk terug vallen naar het uitgangsniveau.
Zaagtanden worden in de analoge elektronica zeer veel toegepast. Denk maar aan afbuigschakelingen in TV's en monitoren! Zonder zaagtandspanningen zou men niet in staat zijn een beeld lijn na lijn op een beeldbuis te schrijven.

Basisschakeling

De basisschakeling van een zaagtandgenerator met een operationele versterker is getekend in figuur 3/12.8-7.



Figuur 3/12.8-7: Het basisschema van een zaagtandgenerator.

De niet-inverterende ingang van de opamp wordt ingesteld op de helft van de voedingsspanning door middel van de weerstanden R1 en R2.
Omdat de schakeling gevoed wordt uit +10 V zal de niet-inverterende ingang dus op +5 V worden ingesteld. De schakeling zal ernaar streven beide ingangen op de-

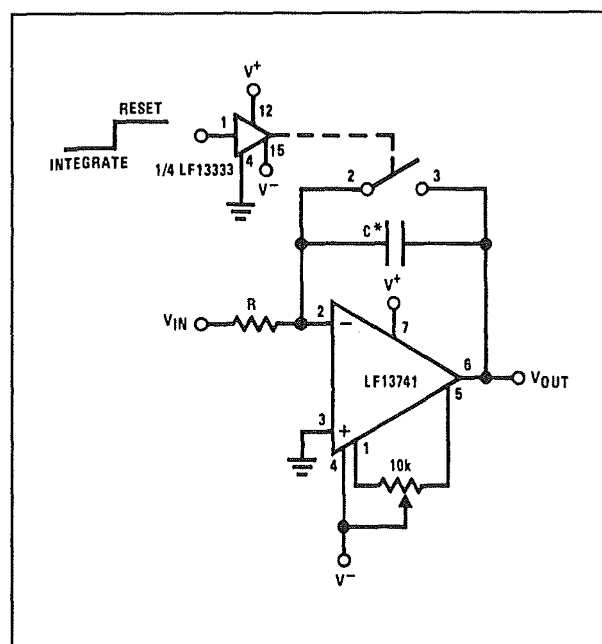
12.8 Op-amp's als signaalgeneratoren

zelfde spanning in te stellen. Het gevolg is dat ook de inverterende ingang op +5 V wil staan.
Dat kan alleen als er door de weerstand R een bepaalde stroom gaat vloeien. Met de gegeven waarde van 1 MΩ zal deze stroom gelijk zijn aan 5 μA.
De inverterende ingang heeft een zeer hoge ingangsimpedantie.
De stroom die door de weerstand R vloeit kan dus niet via deze ingang verder vloeien. Er is dus maar één stroomweg open en dat is via de condensator C. Deze condensator wordt dus doorlopen door een constante stroom van 5 μA. Als een condensator wordt doorlopen door een constante stroom, dan zal de spanning over de condensator lineair stijgen. Maar omdat de linker aansluiting van de condensator door het systeem op een constante spanning van +5 V wordt gehouden, is het gevolg dat de spanning op de rechter aansluiting lineair gaat stijgen. Op de uitgang van de operationele versterker ontstaat dus een lineair stijgende spanning, het fundamentele kenmerk van een zaagtandspanning.

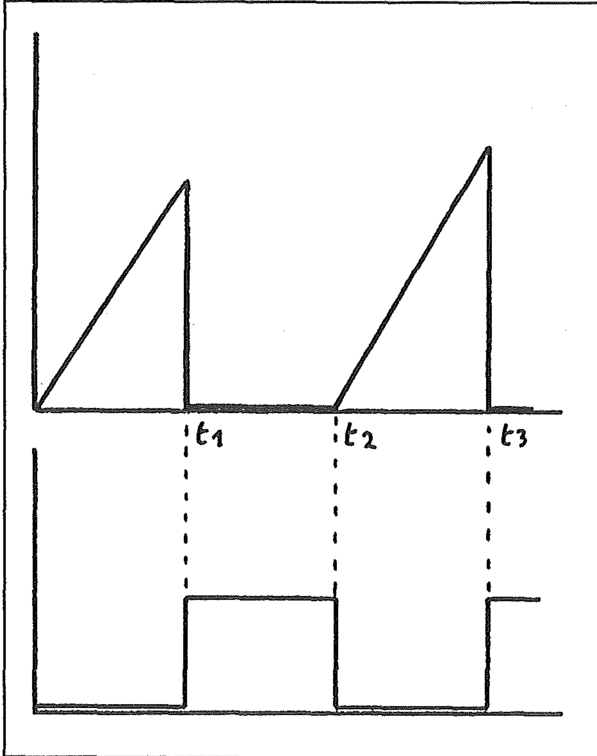
Natuurlijk kan dit proces niet blijven duren. Na een bepaalde tijd zou immers de spanning op de uitgang groter worden dan de voedingsspanning en dat is onmogelijk. Zou men niet ingrijpen, dan zou de spanning op de uitgang na een bepaalde tijd vastlopen tegen de voedingsspanning en zou er van een echte zaagtand geen sprake zijn.
Vandaar dat de condensator C overbrugd is met een elektronische schakelaar uit een CD4066B CMOS-IC. Deze schakelaar wordt gestuurd uit een externe spanning, waarvoor een rechthoekspanning heel bruikbaar is. Als deze positief is zal de schakelaar sluiten. De condensator C wordt nu heel snel ontladen via de kleine weerstand R3. Het gevolg is dat de spanning op de uitgang van de condensator daalt naar +5 V, de spanning op beide ingangen.

Besluit: deze schakeling levert een zaagtandspanning af die stijgt van de instelspanning van +5 V tot een bepaalde hogere waarde.
De frequentie van het uitgangssignaal is afhankelijk van de frequentie van het signaal waarmee men de elektronische schakelaar stuurt.

Alternatieve schakeling
Op een vrij eenvoudige manier is het mogelijk de amplitude van de zaagtand extern te sturen. Een voorbeeldschakeling is getekend in figuur 3/12.8-8, de werking wordt verklaard aan de hand van de grafieken in figuur 3/12.8-9.



Figuur 3/12.8-8: Een alternatieve zaagtandoscillator met symmetrische voeding.



Figuur 3/12.8-9: De schakeling van figuur 3/12.8-8 grafisch toegelicht.

De operationele versterker wordt in dit voorbeeld symmetrisch gevoed. De niet-inverterende ingang is met de massa verbonden, het gevolg is dat de schakeling de spanning op de inverterende ingang ook op 0 V zal instellen. De inverterende ingang is via een weerstand R verbonden met een externe stuurspanning U_{IN}. Het gevolg is dat door de weerstand R een stroom naar de inverterende ingang zal vloeien. De grootte van deze stroom is afhankelijk van de waarde van de weerstand en van de grootte van de stuurspanning. Ook nu kan deze stroom niet verder vloeien naar de inverterende ingang. De enige stroomweg die open blijft is via de condensator C. Deze wordt doorlopen door een constante stroom, de spanning over het onderdeel zal lineair stijgen of dalen.

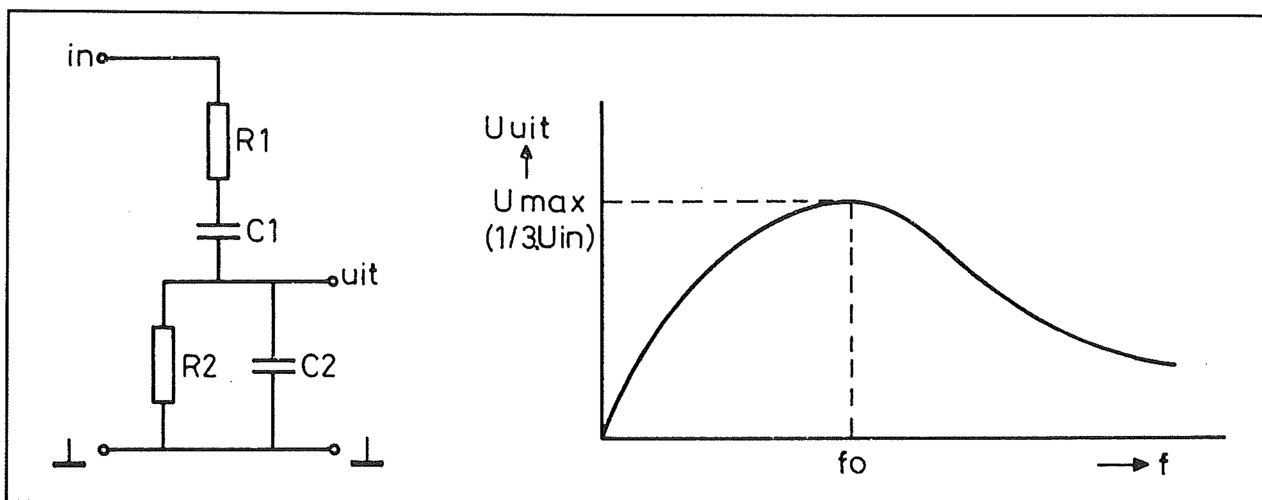
Het stijgende of dalende karakter van de condensatorspanning is afhankelijk van de polariteit van de stuurspanning. Ook nu wordt de condensator weer ontladen door het sluiten van een elektronische schakelaar, die over de condensator is geschakeld. Maar het zal nu duidelijk zijn dat men alle eigenschappen van de gegenereerde zaagtand volledig in de hand heeft! De polariteit van deze zaagtand is immers afhankelijk van de polariteit van de stuurspanning. De snelheid waarmee de zaagtandspanning daalt of stijgt is afhankelijk van de grootte van de stuurspanning. En de aan-uit verhouding van de zaagtand is afhankelijk van de aan-uit verhouding van de rechthoekspanning waarmee men de elektronische schakelaar stuurt.
Stuurt men deze schakelaar met een naaldvormige positieve rechthoekspanning, dan zal de condensator ontladen worden en onmiddellijk nadien zal er een nieuwe periode van de zaagtand worden opgebouwd.

De sinusoscillator

Inleiding

De sinusspanning is een van de belangrijkste signaalvormen uit de elektronica. De volledige audio- en videotechniek heeft tot taak sinusoidale spanningen of combinaties daarvan zo natuurgetrouw mogelijk te versterker. Het zal dus duidelijk zijn dat schakelingen die sinusvormige spanningen kunnen genereren zeer gewild zijn. In de praktijk blijkt dat operationele versterkers de enige moderne schakelingen zijn waarmee men zonder al te veel problemen sinusgeneratoren kan samenstellen.

12.8 Op-amp's als signaalgeneratoren



Figuur 3/12.8-10: Het afgestemde filter dat bekend staat onder de naam "brug van Wien".

Achtergronden

Wil men de werking van een sinusoscillator kunnen doorgronden, dan is het noodzakelijk dat men eerst wat algemene theoretische begrippen van de elektronica kan plaatsen. Dat zijn de begrippen "ruis" en "afgestemd filter". In de volgende paragraafjes worden deze begrippen zo oppervlakkig toegelicht als nodig om de werking van een sinusoscillator te begrijpen.

Ruis

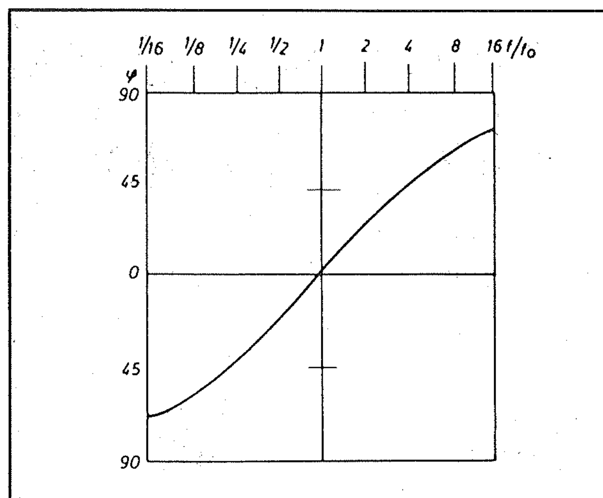
Het eerste begrip dat aan de orde komt is "ruis". Ruis kan men omschrijven als een ongewenste stoorspanning, die in iedere elektronische schakeling wordt opgewekt. Er bestaan verschillende soorten ruis, maar de meest voorkomende is de "thermische ruis". Onder invloed van de temperatuur van de onderdelen waaruit een elektronische schakeling is opgebouwd gaan vrije elektronen van het ene naar het andere atoom springen. Deze elektronenbeweging veroorzaakt een zeer klein stroompje en dit stroompje wekt een ruisspanning op over de onderdelen waardoor het stroomt. Ruis is dus een volstrekt statistisch verschijnsel. De momentele waarde van een ruisspanning kan niet voorspeld of berekend worden. Het moment waarop een vrij elektron besluit van het ene naar het andere atoom te migreren is niet te voorspellen. Het gevolg is dat ruis is samengesteld uit signaaltjes met zeer uiteenlopende frequenties. Als men een ruissignaal zou analyseren naar frequentie-inhoud, dan zou men vaststellen dat zowat alle mogelijke frequenties in gelijke mate aanwezig zijn.

Afgestemd filter

Een tweede fundamenteel principe dat verklaard moet worden is dat van het afgestemd filter. Een afgestemd filter is een schakeling die signalen met één bepaalde frequentie maximaal doorlaat of verzwakt en signalen met afwijkende frequenties verzwakt of net wél doorlaat. Er bestaan ontelbare schakelingen van afgestemde filters. Sinusoscillatoren zijn vrijwel steeds opgebouwd rond een afgestemd filter dat door het leven gaat onder de naam "Brug van Wien". De typische samenstelling van een dergelijk afgestemd filter is weergegeven in figuur 3/12.8-10. De ingang wordt via een weerstand R1 en een condensator C1 verbonden met de uitgang. Tussen de

12.8 Op-amp's als signaalgeneratoren

uitgang en de massa staat de parallelschakeling van een weerstand R2 en een condensator C2. In de meeste gevallen is R1 = R2 en C1 = C2, maar een absolute voorwaarde is dat niet. Als men aan de ingang van het filter een sinussignaal met een variabele frequentie legt en men meet hoeveel van dit signaal op de uitgang terug te vinden is, dan ontstaat het typisch plaatje dat rechts in figuur 3/12.8-10 is geschetst. Voor zeer lage frequenties zal men niets op de uitgang terug vinden. Dat is vrij logisch, want de seriecondensator C1 heeft voor deze lage frequenties een zeer hoge impedantie. Als de frequentie van het ingangssignaal stijgt zal men steeds meer uitgangssignaal meten. Er is een bepaalde frequentie f_o, waarbij het uitgangssignaal maximaal is. Laat men de frequentie van het ingangssignaal verder toenemen, dan blijkt dat er op de uitgang weer minder signaal terug te vinden is.

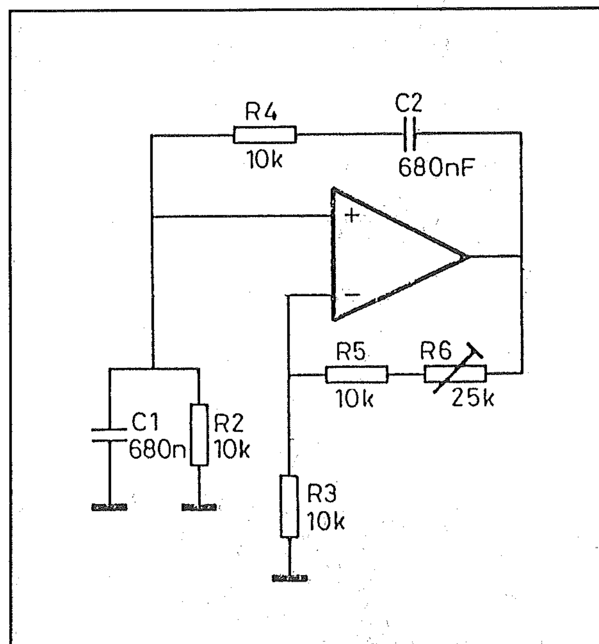


Figuur 3/12.8-11: De faseverschuiving die door een brug van Wien geïntroduceerd wordt.

Ook dat is logisch, want naarmate de frequentie van het signaal stijgt zal de condensator C2 een steeds kleinere impedantie krijgen en steeds meer van het signaal kortsluiten naar de massa.

De frequentie f_o noemt men de eigen frequentie van het filter.
Bij deze frequentie zal de brug van Wien precies drie maal verzwakken. De uitgangsspanning is dus gelijk aan 1/3 van de ingangsspanning.

Maar er is nog een tweede belangrijke eigenschap van de brug van Wien die niet onvermeld mag blijven. Meet men namelijk de faseverschuiving tussen de in- en de uitgangsspanning, dan zal men vaststellen dat bij de eigen frequentie f_0 deze faseverschuiving precies 0° bedraagt. Dit verschijnsel wordt grafisch voorgesteld in figuur 3/12.8-11. Voor alle andere signaalfrequenties bestaat er een positief of negatief faseverschil tussen het in- en uitgangssignaal.



Figuur 3/12.8-12: De fundamentele, maar nog niet werkende schakeling van een sinusoscillator.

12.8 Op-amp's als signaalgeneratoren

Sluit men op de ingang van het filter een ruissignaal aan, dan zal de signaalcomponente in de ruis met frequentie gelijk aan f_0 dus minder verzwakt op de uitgang verschijnen dan alle andere ruiscomponenten. Bovendien zal dat het enige signaal uit de ruis zijn, waarbij geen faseverschuiving optreedt!

De fundamentele sinusoscillator
Het fundamentele schema van een sinusoscillator met een operationele versterker is getekend in figuur 3/12.8-12.

Opgemerkt moet worden dat deze schakeling nog niet werkt! Maar de bespreking van dit systeem is een noodzakelijke stap naar de uiteindelijke sinusschakeling.
De niet-inverterende ingang van de operationele versterker is opgenomen in een brug van Wien. Deze is geschakeld tussen de uitgang en de massa. De uitgang van de op-amp is dus de ingang van de brug van Wien, de niet-inverterende ingang de uitgang.
De inverterende ingang van de op-amp is opgenomen in een resistieve terugkoppeling. De weerstanden R3, R5 en R6 zorgen ervoor dat de schakeling een bepaalde versterkingsfactor zal hebben (zie hoofdstuk 3/12.2).
De waarde van de versterkingsfactor is instelbaar door het verdraaien van de loper van de instelpotentiometer R6. Stel dat de weerstand op minimale waarde wordt gedraaid. Op dat moment wordt de versterking van de op-amp bepaald door de verhouding tussen de weerstanden R3 en R5.

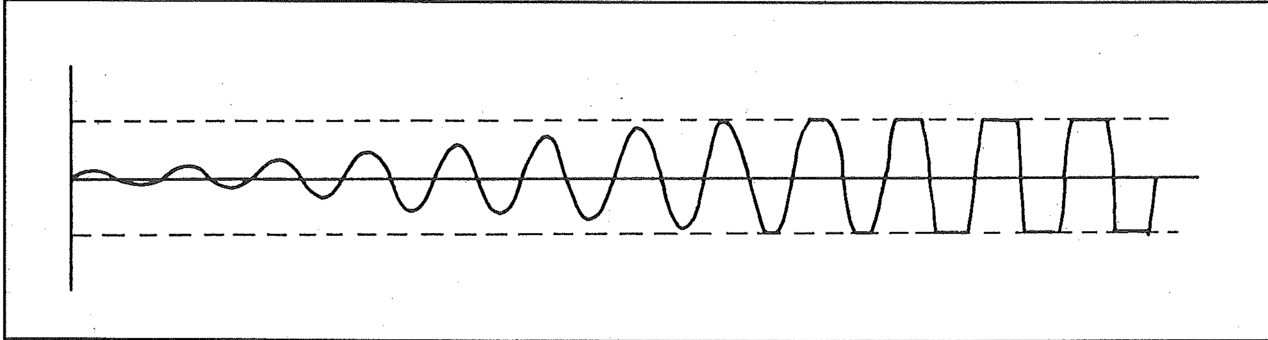
Stel nu dat de schakeling met de symmetrische voedingspanningen verbonden wordt en dat een oscilloscoop op de uitgang wordt aangesloten.

Er zal niets gebeuren, de uitgang van de schakeling blijft op 0 V staan. Vervolgens verdraait men zeer langzaam de loper van R6, zodat de versterkingsfactor van de opamp langzaam stijgt. Op een bepaald moment zal men merken dat op de uitgang van de schakeling zeer kleine sinusoidale oscillaties ontstaan. Op dat moment mag men de loper van de potentiometer R6 niet meer verdraaien.

Wat er vervolgens gebeurt is geschetst in figuur 3/12.8-13. De amplitude van de uitgangsspanning zal langzaam stijgen en in eerste instantie zal het signaal sinusvormig verlopen.
Na een bepaalde tijd wordt echter de amplitude zo groot dat het uitgangssignaal van de op-amp vastloopt tegen de voedingsspanningen. De sinus gaat eerst vervormen en na enige tijd is deze vervorming zo groot geworden dat het uitgangssignaal lijkt op een rechthoekvormige spanning. Dat is de stabiele situatie van de schakeling.

Verklaring van de werking
Het is van het grootste belang dat het eigenaardige gedrag van de schakeling begrepen wordt.
Wat gebeurt er? Bij het aanschakelen van de voeding zal er in alle weerstanden een ruisspanning worden geïntroduceerd. Deze ruisspanningen verschijnen uiteraard ook op de uitgang van de operationele versterker. Deze worden teruggekoppeld naar de niet-inverterende versterker via de brug van Wien. Dit filter zal ervoor zorgen dat de ruissignalen met frequentie gelijk aan f_0 het minst verzwakt worden teruggekoppeld naar de niet-inverterende ingang. Bovendien verschijnen alleen deze signalen in fase op de uitgang van het filter.

12.8 Op-amp's als signaalgeneratoren



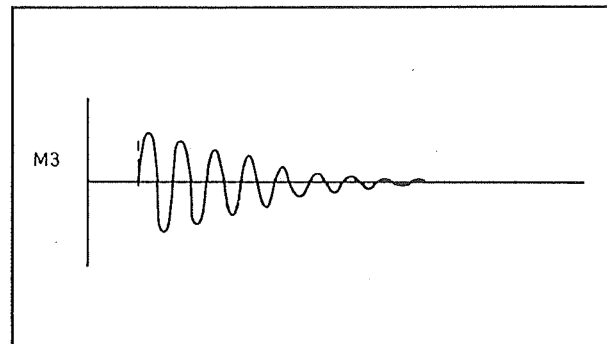
Figuur 3/12.8-13: Het spanningsverloop op de uitgang van de schakeling van figuur 3/12.8-12.

Maar het Wien-netwerk verzwakt ook deze signalen drie maal. Omdat de versterking van de op-amp op dit moment kleiner is dan drie zal het signaal met frequentie f_0 weliswaar versterkt aan de uitgang verschijnen, maar te weinig versterkt om de verzwakking van het Wien-filter te elimineren. De schakeling blijft in rust.

Als men echter, door het verdraaien van de loper van R6, de versterking van de schakeling opvoert tot exact drie, dan zal het teruggekoppelde en met een factor drie verzwakte signaal met een frequentie f_0 nadien drie maal door de op-amp versterkt worden. Dit signaal wordt weer teruggekoppeld, verschijnt drie maal verzwakt maar in fase op de niet-inverterende ingang en wordt nadien weer eens drie maal versterkt door de op-amp. Het gevolg is dat alleen dit ene signaal in de schakeling kan blijven circuleren en dat de schakeling in principe een mooie, onvervormde sinus met een frequentie gelijk aan f_0 op de uitgang zou aanbieden.

Maar de gehele werking van de schakeling hangt af van het exact compenseren van de verzwakking van de brug van Wien door de op-amp!
Als de versterking van de op-amp iets kleiner wordt dan drie, dan zal het signaal weer uitsterven (figuur 3/12.8-14).

Als echter de versterking van de op-amp iets groter is dan drie, dan zal het signaal meer door de op-amp worden versterkt dan verzwakt door het Wien-filter en zal de schakeling na enige tijd vastlopen tegen de voedingsspanningen (figuur 3/12.8-13).



Figuur 3/12.8-14: Als de versterking van de op-amp kleiner is dan drie sterft de oscillatie uit.

Besluit: de schakeling zal alleen werken als sinusoscillator als de operationele versterker de verzwakking van het Wien-filter precies compenseert. Het zal duidelijk zijn dat aan deze eis nooit ofte nimmer voldaan kan worden door de versterking van de op-amp in te stellen met een potentiometertje. De minste of geringste weerstandsvariatie, bijvoorbeeld onder invloed van de temperatuur, zal tot gevolg hebben dat de versterking van de op-amp

12.8 Op-amp's als signaalgeneratoren

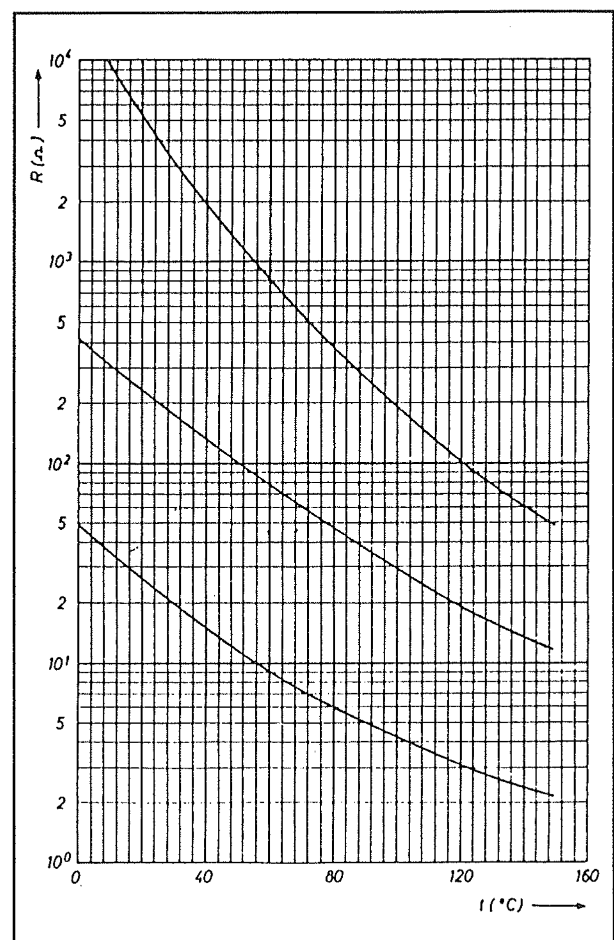
iets groter of kleiner wordt dan drie, met als gevolg dat de oscillator ofwel vastloopt ofwel uitsterft.
De enige mogelijkheid om de schakeling van figuur 3/12.8-12 om te vormen tot een praktisch bruikbare sinusoscillator is het introduceren van een automatische versterkingsregeling, die ervoor zorgt dat de versterking zich automatisch aanpast aan de verzwakking van het filter. Of met andere woorden, er moet een schakeling geïntroduceerd worden die de versterking van de operationele versterker automatisch zo instelt, dat de amplitude van de uitgangsspanning constant blijft.

De automatische versterkingsregeling

Voor de absoluut noodzakelijke automatische versterkingsregeling zijn in de loop der jaren ontelbare systemen en principes ontwikkeld. Sommigen zijn zeer eenvoudig, anderen bevatten veel meer componenten dan de eigenlijke sinusoscillator zélf. Dat is niet ten onrechte, want de kwaliteit van een sinusoscillator wordt volledig bepaald door de eigenschappen van de automatische versterkingsregeling. Het probleem is dat deze schakeling een niet-lineaire terugkoppeling in de schakeling introduceert.
En de specificaties van deze terugkoppeling bepalen onder andere de vervorming die op de sinus op de uitgang ontstaat. Er bestaan sinusoscillatoren met een vervorming van 1 % en met een vervorming van 0,01 %. Deze waarde wordt in eerste instantie bepaald door de nauwkeurigheid van de onderdelen in de brug van Wien, maar in tweede bijna even belangrijke instantie door de kwaliteit van de automatische versterkingsregeling.
In de volgende paragraafjes worden enige vaak toegepaste systemen onder het vergrootglas gelegd.

Een thermistor als terugkoppelelement

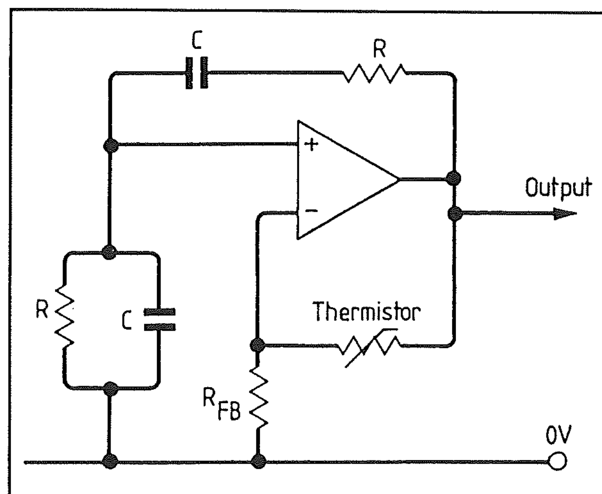
Een thermistor, NTC of weerstand met negatieve temperatuurscoëfficiënt is een weerstand waarvan de weerstand daalt naarmate de weerstand warmer wordt. De karakteristieken van enige thermistors zijn getekend in figuur 3/12.8-15.



Figuur 3/12.8-15: De weerstand van enige thermistors in functie van de temperatuur.

Een dergelijke thermistor kan volgens het schema van figuur 3/12.8-16 gebruikt worden om de versterking van een sinusoscillator automatisch te stabiliseren.

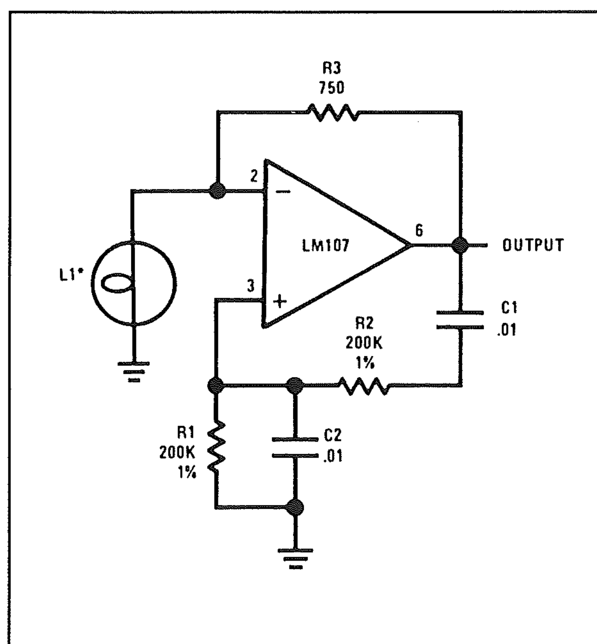
12.8 Op-amp's als signaalgeneratoren



Figuur 3/12.8-16: Een thermistor gebruikt voor het stabiliseren van de versterking van een sinusoscillator.

De thermistor is opgenomen in het versterkingsbepalende terugkoppelnetwerk van de uitgang naar de inverterende ingang. Als de schakeling met de voeding wordt verbonden zal de thermistor koud zijn en zal zijn weerstand vrij hoog zijn. De versterkingsfactor van de op-amp wordt bepaald door de verhouding tussen de weerstand van de thermistor en de waarde van de weerstand R_{FB}. Deze verhouding is groot en de schakeling zal in ieder geval meer dan drie maal versterken. Het gevolg is dat aan de oscillatievoorwaarde wordt voldaan. De op-amp compenseert de verzwakking van het Wien-netwerk en de schakeling gaat oscilleren. De uitgangsspanning is in eerste instantie vrij groot, de kans is zelfs aanwezig dat de uitgangsspanning volledig vastloopt tegen de voedingsspanningen. Deze grote uitgangsspanning stuurt een stroom door de thermistor waardoor deze iets gaat opwarmen en zijn weerstand afneemt. Het gevolg is dat de versterkingsfactor van de op-amp ook gaat dalen. De kunst is nu een geschikte thermistor te vinden en deze te combineren met een juiste waarde voor de weerstand R_{FB}. Alleen dan zal de schakeling zich stabiliseren in een toestand waarin een stabiele en tamelijk vervormingsvrije sinus op de uitgang ontstaat.

Het nadeel van deze schakeling is dat de omgevingstemperatuur een grote invloed heeft op de werking van de schakeling. Vandaar dat men een thermistor-gestabiliseerde sinusoscillator alleen zal aantreffen op plaatsen waar er geen al te hoge eisen worden gesteld aan de kwaliteit van de sinus.



Figuur 3/12.8-17: Een gloeilampje kan, dank zij zijn PTC-eigenschappen, gebruikt worden voor het stabiliseren van een sinusoscillator.

Een gloeilampje als terugkoppelelement

Een gloeilamp is in feite een PTC of weerstand met positieve temperatuurscoëfficiënt. In koude toestand heeft de gloeidraad van een lampje een kleine weerstand en deze weerstand stijgt naarmate de gloeidraad opwarmt. Dank zij deze ei-

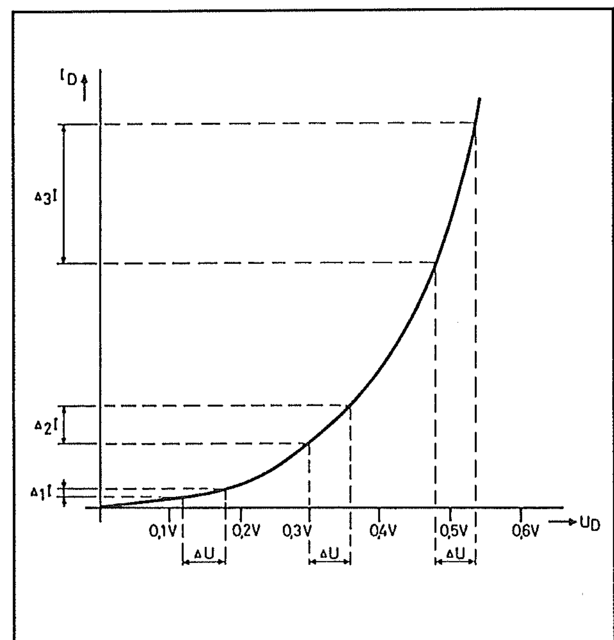
12.8 Op-amp's als signaalgeneratoren

genschap is het mogelijk een sinusoscillator te stabiliseren door een klein gloeilampje in de terugkoppeling op te nemen. Het basisschema is getekend in figuur 3/12.8-17.

Het lampje L1 is geschakeld tussen de inverterende ingang van de op-amp en de massa. In koude toestand is de weerstand van L1 laag. De versterking van de op-amp wordt bepaald door de verhouding tussen de weerstand van dit lampje en de waarde van de weerstand R3.
Deze verhouding is groot, de op-amp versterkt veel meer dan drie en de schakeling gaat oscilleren. De grote uitgangsspanning stuurt een stroom door R3 en L1 met als gevolg dat de gloeidraad opwarmt en de weerstand stijgt. De versterkingsfactor neemt af en ook nu is het weer de kunst L1 en R3 zo te selecteren dat de schakeling zich stabiliseert op een versterkingsfactor van drie.

Deze schakeling heeft dezelfde nadelen als deze met een thermistor en zal ook alleen maar op plaatsen worden aangetroffen waar geen al te hoge eisen aan de kwaliteit van de sinus worden gesteld.

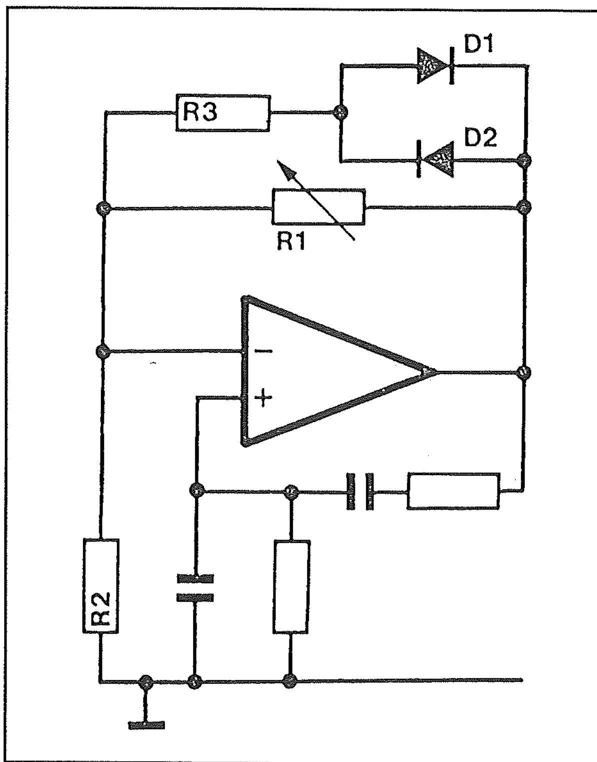
De siliciumdiode als terugkoppelelement
Een siliciumdiode heeft een stroom-spanning karakteristiek die getekend is in figuur 3/12.8-18. Als de spanning over de diode laag is, dan is ook de stroom zeer klein.
Naarmate de spanning stijgt zal de stroom echter meer dan lineair stijgen. Uit de stroom-spanning karakteristiek van een onderdeel kan de waarde van de inwendige weerstand afgeleid worden. Dat is in de grafiek van figuur 3/12.8-18 op drie verschillende plaatsen gedaan. Voor drie even grote spanningsvariaties ΔU werd de overeenkomende stroomvariatie uitgezet. Hieruit blijkt dat ΔI_1 veel kleiner is dan ΔI_3. Het logische gevolg is dat de inwendige weerstand van de diode bij de laagste ΔU veel groter is dan bij de hoogste ΔU. De stroomvariatie bij gelijk blijvende spanningsvariatie wordt immers volledig bepaald door de weerstand!



Figuur 3/12.8-18: De stroom-spanning karakteristiek van een silicium diode.

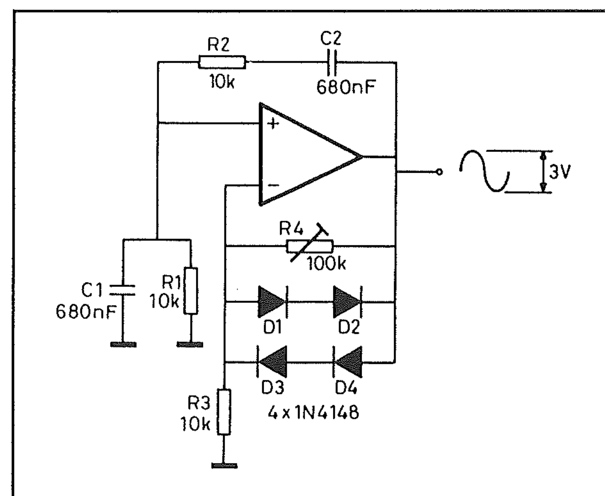
Men kan dus besluiten dat de inwendige weerstand van een silicium diode niet constant is, maar afneemt naarmate er meer spanning over de diode staat. Het zal dus duidelijk zijn dat men een dergelijk onderdeel kan gebruiken voor het stabiliseren van de versterking van een sinusoscillator.
Het basisschema daartoe is getekend in figuur 3/12.8-19.
Twee anti-parallel geschakelde dioden D1 en D2 zijn opgenomen in de terugkoppellus van de operationele versterker.

12.8 Op-amp's als signaalgeneratoren



Figuur 3/12.8-19: In principe kunnen twee Si-dioden gebruikt worden voor het stabiliseren van een sinusoscillator.

Het principe is steeds hetzelfde. Bij het inschakelen van de voeding staat er geen spanning over de dioden. Deze hebben dus een zeer hoge weerstand. De versterkingsfactor van de operationele versterker is zeer groot, de schakeling gaat onmiddellijk oscilleren. Naarmate de uitgangsspanning stijgt komt er meer spanning over de dioden te staan. Hun inwendige weerstand daalt en dus ook de versterking van de op-amp. Ook nu is het de ontwerperskunst om het geheel van R1, R2, R3, D1 en D2 zo te dimensioneren dat de schakeling zich uiteindelijk stabiliseert op een versterkingsfactor van drie.
In de meeste gevallen zal men de schakeling een handje moeten helpen door een instelpotentiometer in de terugkoppeling op te nemen. Met deze potentiometer wordt de schakeling afgeregeld op een mooie sinus op de uitgang.
Dat er twee dioden noodzakelijk zijn is logisch. Dioden geleiden immers alleen als de anode positief is ten opzichte van de kathode. Men heeft dus een diode nodig voor het stabiliseren van de schakeling voor de positieve helften van het uitgangssignaal en een tweede voor dezelfde opdracht voor de negatieve halve perioden.

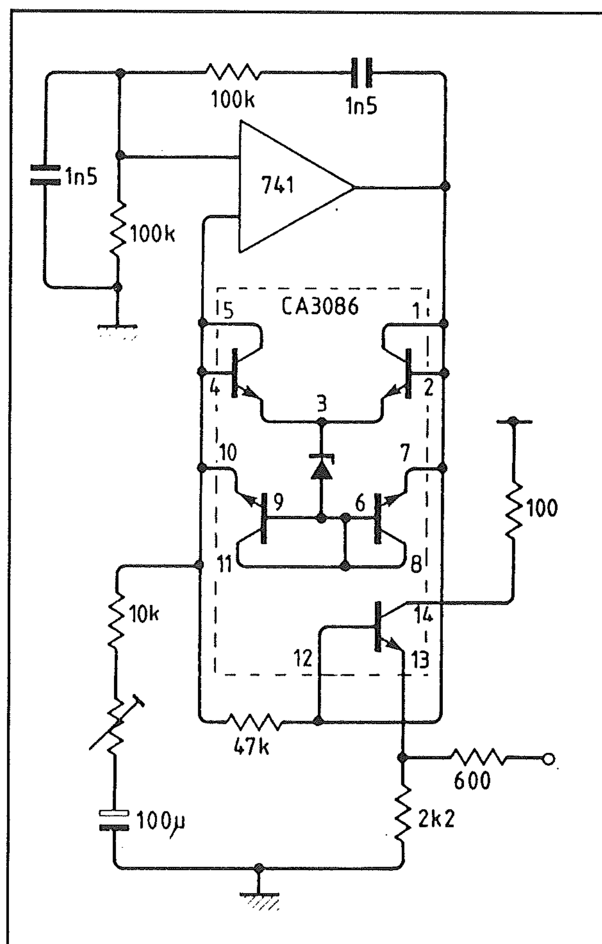


Figuur 3/12.8-20: Door vier dioden in de terugkoppeling op te nemen kan men de waarde van de uitgangsspanning tot 3 V top-tot-top laten stijgen.

Hoewel het in principe mogelijk is gebruik te maken van slechts twee dioden zal men in de meeste praktische schakelingen vier dioden aantreffen. Met slechts twee dioden kan men de uitgangsspanning stabiliseren op een tamelijk kleine waarde van ongeveer 1,5 V top-tot-top. Nu kan men de op-amp gerust verder uitsturen zonder dat het gevaar bestaat dat er vervorming ontstaat als gevolg van het vastlopen van de uitgangsspanning. Gebruikt men vier dioden, zoals getekend in figuur 3/12.8-20, dan kan men de schake-

12.8 Op-amp's als signaalgeneratoren

ling stabiliseren op een top-tot-top waarde van ongeveer 3 V.



Figuur 3/12.8-21: Het gebruik van een array minimaliseert de vervorming op de sinus.

Stelt men prijs op een minimale vervorming op de sinus, dan is het noodzakelijk dat de vier dioden identieke karakteristieken hebben. Nu zal dat maar zelden het geval zijn als men losse dioden in de schakeling soldeert. Veel beter kan men gebruik maken van een array, waarin een aantal dioden zijn opgenomen die volledig identieke eigenschappen hebben. Als voorbeeld van deze techniek wordt in figuur 3/12.8-21 een schema van een praktisch bruikbare sinusoscillator gegeven.

In dit schema is de terugkoppeling opgebouwd rond een CA 3086 van RCA. Dit IC bevat een aantal zeer identieke transistoren, die hier, door het doorverbinden van basis en collector, als diode worden ingezet. De schakeling levert een sinus met een frequentie van 1 kHz en met een totale harmonische vervorming van slechts 0,04 %!

Een FET als terugkoppelelement

Als laatste voorbeeld van een bruikbaar terugkoppelelement wordt de FET behandeld.

Een FET is een transistor die een zeer lineair gedeelte is zijn stroom-spanning karakteristiek vertoont. Dit wordt voorgesteld in figuur 3/12.8-22.

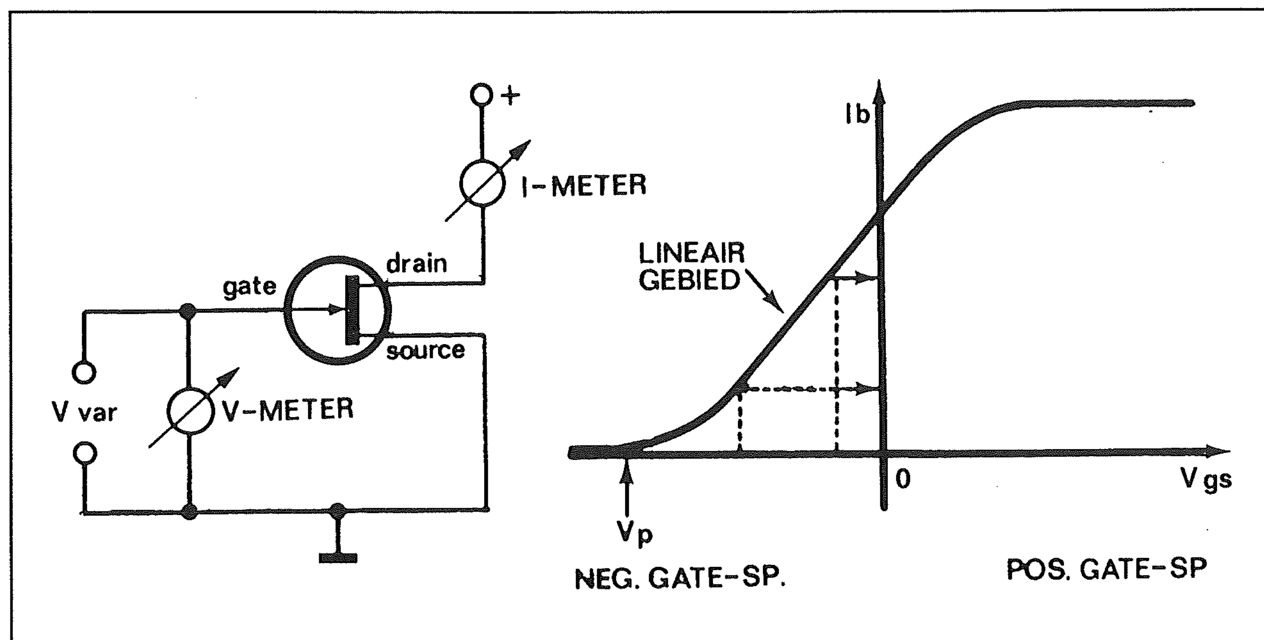
Als de gate negatief wordt gemaakt ten opzichte van de source ontstaat er een gebied, waar er een volstrekt lineair verband bestaat tussen de gate-source spanning en de drain stroom.

In dit gebied gedraagt de FET zich als een bestuurbare weerstand, waarvan de weerstand tussen drain en source recht evenredig is met de spanning tussen de gate en de source.

Dank zij deze eigenschap kan de FET worden ingezet om de versterking van een sinusoscillator te stabiliseren. En dank zij dit volstrekt lineaire gedrag is dat zelfs de beste oplossing omdat er nu geen sprake hoeft te zijn van niet-lineaire terugkoppeling en de daarmee samenhangende harmonische vervorming op het uitgangssignaal.

In de meeste praktische sinusoscillatoren zal men dan ook een FET als terugkoppelelement aantreffen.

12.8 Op-amp's als signaalgeneratoren

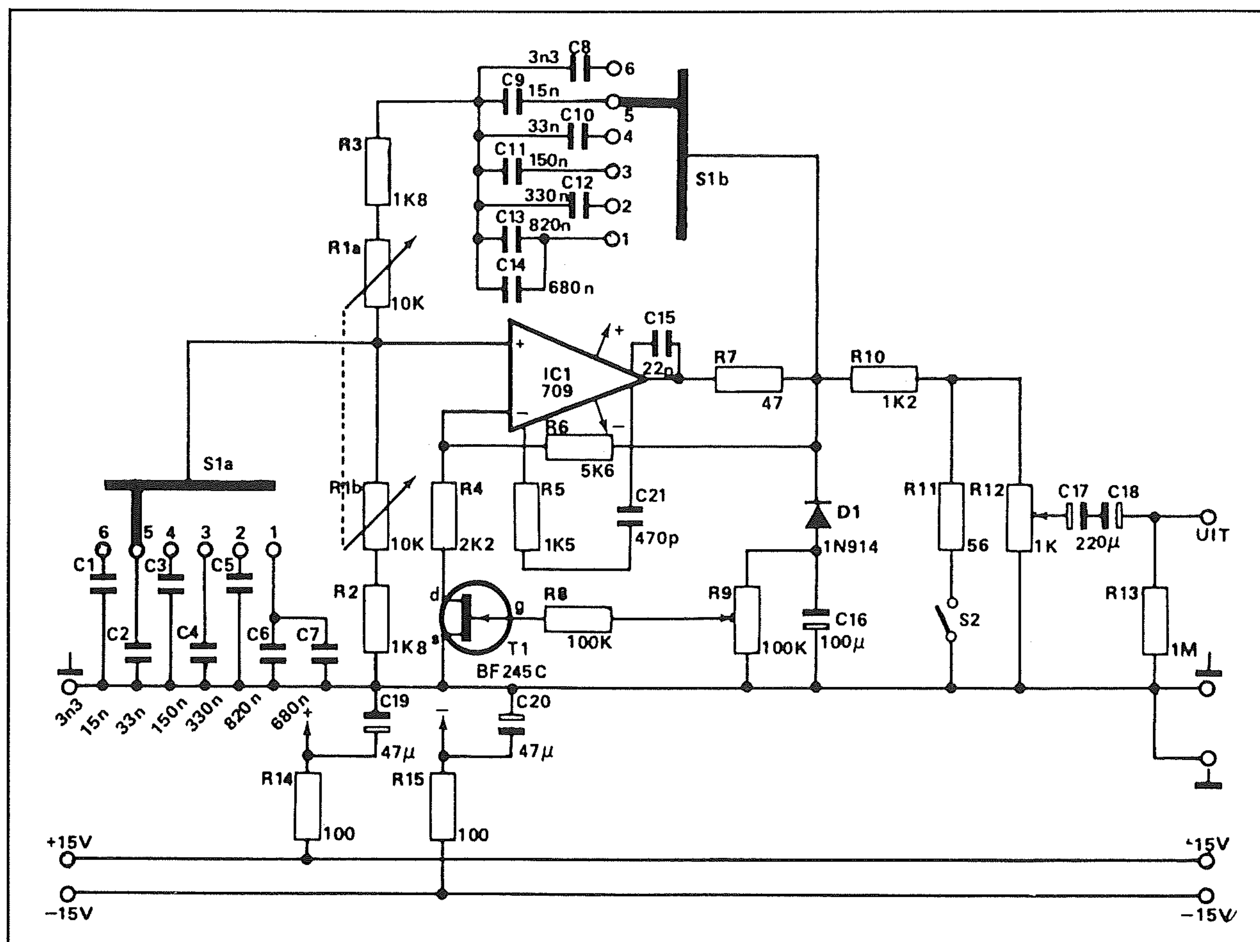


Figuur 3/12.8-22: De stroom-spanning karakteristiek van een FET.

Een zeer eenvoudige voorbeeldschakeling van het FET-principe is getekend in figuur 3/12.8-23. De FET T1 is opgenomen in de versterkingsfactor bepalende terugkoppeling van de op-amp IC1. Deze terugkoppeling bestaat daarnaast uit de onderdelen R6 en R4. Het probleem bij dergelijke schakelingen is het afleiden van het gatesignaal voor de FET. De gate moet immers met een gelijkspanning gestuurd worden, de oscillator levert een wisselspanning. In dit voorbeeld wordt dit probleem op de meest eenvoudige manier opgelost. De uitgangsspanning van de sinusgenerator wordt gelijkgericht met behulp van de diode D1. Het gelijkgerichte signaal wordt afgevlakt met de condensator C16. De afgevlakte spanning wordt aangeboden aan een instelpotentiometer R9. De loper gaat naar de gate van de FET. Met behulp van de instelpotentiometer R9 kan men het meest gunstigste instelpunt van de FET bepalen.

De werking van de schakeling wijkt in wezen niet af van de tot nu toe behandelde systemen. Als de schakeling met de voedingen wordt verbonden zal de spanning over de condensator C16 0 V bedragen.
Het gevolg is dat de drainstroom van de FET vrij hoog is en zijn inwendige weerstand laag. De terugkoppeling bestaat dan uit deze lage weerstand in serie met de eveneens vrij lage R4 en de 5,6 kΩ van de weerstand R6. De schakeling heeft een versterkingsfactor die groter is dan drie en de oscillator kan oscilleren.
De groeiende uitgangsspanning wordt gelijkgericht en bouwt over de condensator C16 een negatieve spanning op. Deze spanning verlegt het instelpunt van de FET in negatieve zin, waardoor de drainstroom daalt en de FET een hogere weerstand krijgt.
De versterking van de schakeling gaat dalen.

12.8 Op-amp's als signaalgeneratoren

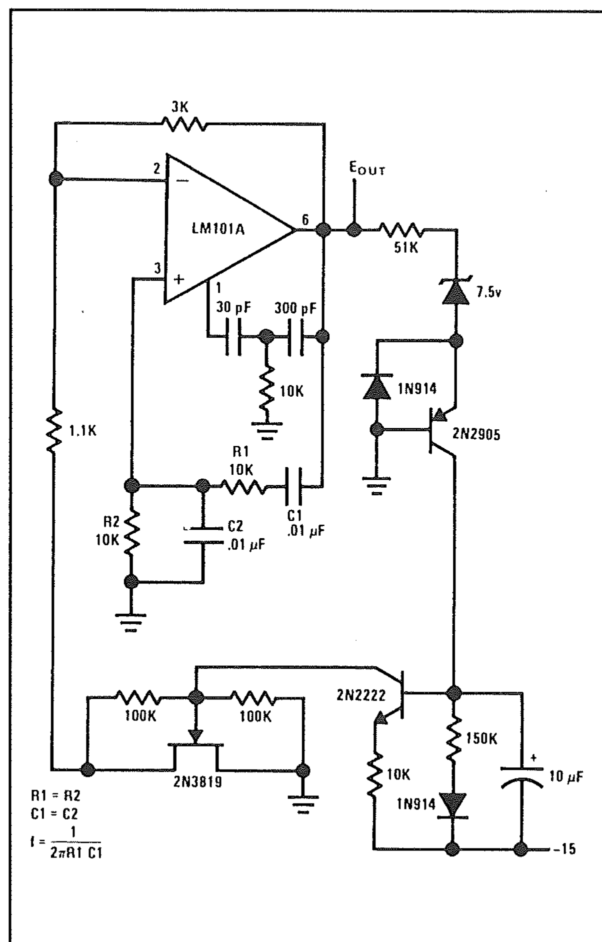


Figuur 3/12.8-23: Een zeer eenvoudige praktische toepassing van het FET-principe.

Als men teveel spanning via R9 toevoert aan de gate van de FET zal de versterking zover dalen dat de oscillatie uitsterft. Door echter R9 af te regelen kan men de schakeling instellen op een stabiele sinusvormige uitgangsspanning.
Het nadeel van deze eenvoudige schakeling is dat de lineaire werking van de FET grotendeels verloren gaat door de zeer eenvoudige opbouw van de gelijkrichter. Zoals bekend heeft een diode een alles behalve lineaire karakteristiek, zodat het omzetten van de uitgangsspanning van de sinusoscillator in een gelijkspanning voor het sturen van de FET niet-lineaire vervormingen in het systeem introduceert.
Vandaar dat men in echt professionele schakelingen de gelijkrichter veel uitgebreider zal opbouwen (zie later).

In dit schema wordt ook toegelicht hoe men de frequentie van een sinusoscillator kan variëren.
De beide condensatoren van de brug van Wien zijn nu uitgevoerd onder de vorm van twee condensatorbanken, die door middel van een 2 x 6 standen schakelaar omschakelbaar zijn. De fijnregeling van de frequentie wordt verzorgd door de stereo-potentiometer R1, die beide weerstanden van het Wiennetwerk op identieke manier varieert.

12.8 Op-amp's als signaalgeneratoren



Figuur 3/12.8-24: Een sinusoscillator waarbij de terugkoppeling gelinealiseerd werd.

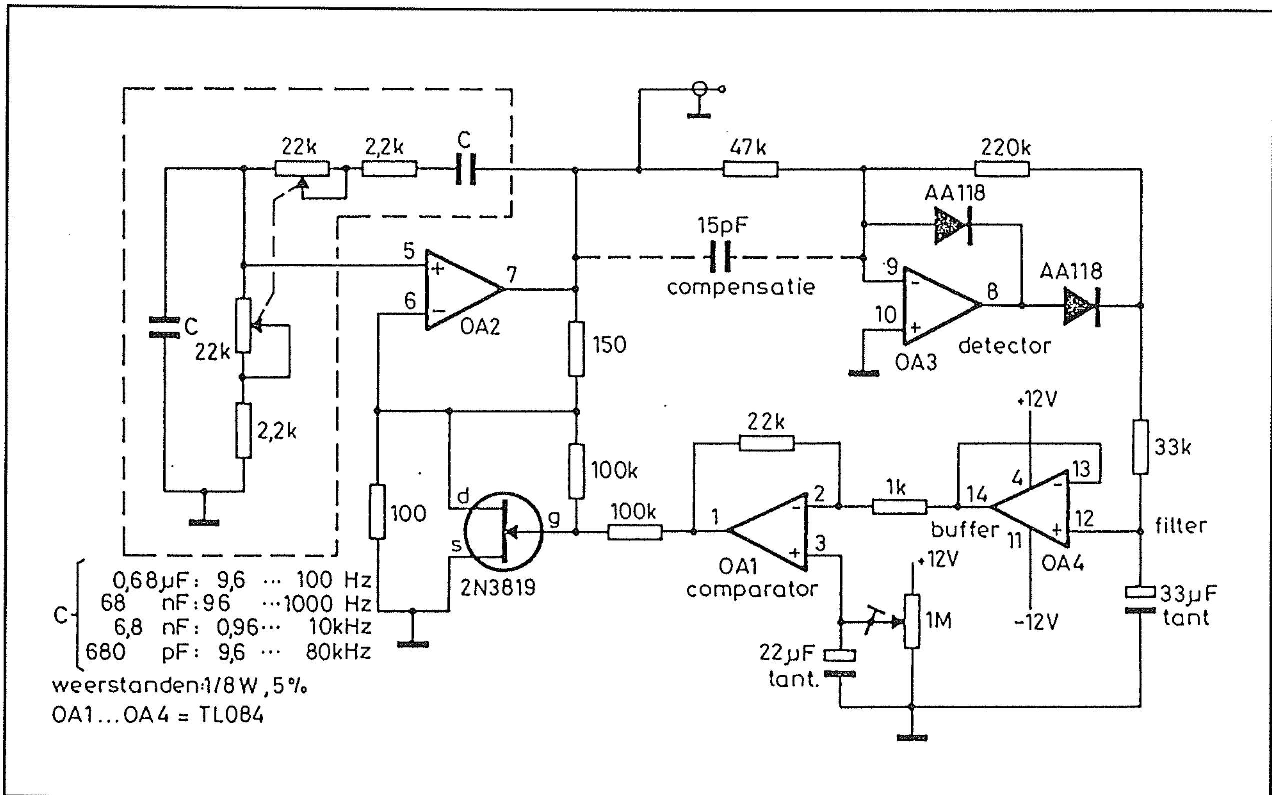
Op de uitgang van de op-amp is een verzwakker netwerkje aangesloten, waarmee men de amplitude van de generator in twee bereiken kan instellen.

Dat ontwerpers vrij ver gaan in het perfectioneren van de terugkoppeling blijkt uit de praktische voorbeeldschakeling van figuur 3/12.8-24. Om een hoge uitgangsspanning te verkrijgen wordt tussen de uitgang van de op-amp en de ingang van de gelijkrichter een zenerdiode van 7,5 V geschakeld. Na deze zenerdiode staat een actieve gelijkrichtschakeling, opgebouwd rond de transistoren 2N2905 en 2N2222.

Deze zorgen ervoor dat de gate van de FET 2N3819 gestuurd wordt met een spanning die zo lineair mogelijk afhankelijk is van de uitgangsspanning van de oscillator.

In figuur 3/12.8-25 wordt het schema gegeven van een professionele sinusoscillator.
Hier is alle mogelijke aandacht besteed aan het handhaven van de lineaire werking van de FET. De eigenlijke sinusoscillator is de schakeling rond operationele versterker OA2. Men herkent de Wienschakeling tussen de uitgang, de nietinverterende ingang en de massa. De uitgangsspanning van de oscillator wordt in eerste instantie aangeboden aan de ingang van een professionele topdetector rond de operationele versterker OA3. Deze zal de sinusspanning omzetten in een gelijkspanning, waarvan de waarde precies gelijk is aan de topwaarde van de sinus.
Deze gelijkrichting verloopt voor 100 % lineair. Nadien wordt de gelijkgerichte spanning, die ontstaat over de condensator van 33 µF aan een buffer OA4 aangeboden. Deze zorgt ervoor dat de condensator niet ontladen kan worden door allerlei niet goed te definiëren paracitaire stromen, die de lineaire werking van de topdetector zouden kunnen verstoren. De uitgangsspanning van de buffer gaat naar een comparator OA1, waar deze spanning vergeleken wordt met een instelbare drempel die via de potentiometer van 1 MΩ ingesteld kan worden.
De comparator vormt in feite een soort optelversterker, die de gebufferde uitgangsspanning van de topdetector optelt bij een met de potentiometer instelbare instelspanning voor de FET. De uitgang van OA1 stuurt de gate van de FET.

12.8 Op-amp's als signaalgeneratoren



Figuur 3/12.8-25: Een professionele sinusgenerator met zeer uitvoerige automatische versterkingsregeling.

De trapspannings-generator

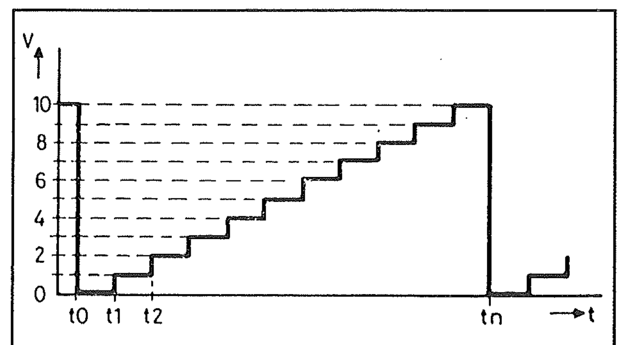
Inleiding

Het typische verloop van een trapspanning is getekend in figuur 3/12.8-26. De spanning wordt gekarakteriseerd door het gegeven dat de amplitude op geregelde tijden een bepaalde vaste waarde stijgt of daalt.

In het eerste geval heeft men te maken met een positieve trapspanning, in het tweede geval met een negatieve.

De grootte van iedere trap en het aantal trappen per periode wordt bepaald door de manier waarop men de generator ontwerpt.

Trapspanningen worden gebruikt voor het sturen van de spot op een beeldbuis naar diverse plaatsen op het scherm, het omzetten van spanningen in frequenties en voor het versturen van diverse signalen over één kabel.

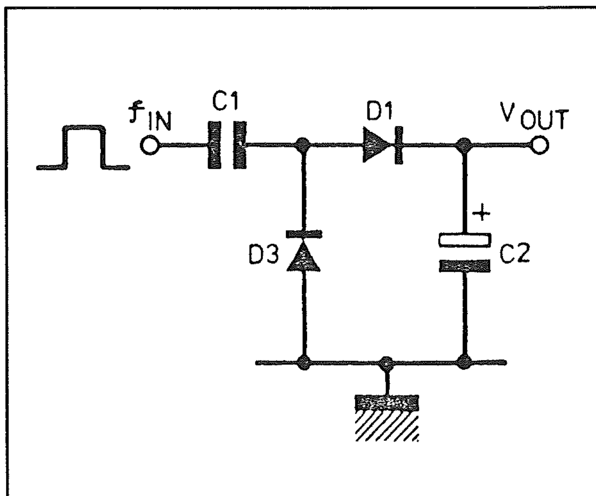


Figuur 3/12.8-26: De typische vorm van een trapvormig signaal.

12.8 Op-amp's als signaalgeneratoren

De diodepomp

Het fundamentele onderdeel van een trapspanningsgenerator is de diodepomp. Vandaar dat het noodzakelijk is eerst de werking van een dergelijke schakeling te doorgronden. Het theoretische schema van een diodepomp is getekend in figuur 3/12.8-27.



Figuur 3/12.8-27: De eenvoudigste schakeling van een diodepomp.

De schakeling wordt gestuurd uit een rechthoekgenerator. De uitgangsspanning van deze generator gaat via de condensator C1 naar de diode D3. Deze twee onderdelen vormen een zogenaamde clampkring, die ervoor zorgt dat de laag naar hoog overgangen in de rechthoekspanning worden omgezet in smalle positieve naaldpulsjes. Deze pulsjes sturen de diode D1 in geleiding. Het gevolg is dat de condensator C2 bij iedere naaldpuls even wordt opgeladen en tussen twee opeenvolgende pulsjes op een constante spanning blijft staan.

Het verband tussen de ingangs- en de uitgangsspanning van deze schakeling is getekend in figuur 3/12.8-28.

Uiteraard zal de laadstroom die via de diode D1 naar de condensator C2 vloeit afnemen naarmate de spanning over de condensator groter wordt. Deze stroom is immers afhankelijk van het spanningsverschil over de diode. Aan de linker kant staan steeds dezelfde positieve naaldpulsjes, aan de rechter kant staat de toenemende condensatorspanning. Het zal dus duidelijk zijn dat de opeenvolgende trapjes van de uitgangsspanning niet allemaal even groot zijn, maar langzaam in amplitude afnemen.
De diodepomp wekt dus wel een trapspanning op, maar eentje die voor de meeste toepassingen volstrekt onbruikbaar is. Maar dank zij de introductie van een operationele versterker kan men dit bezwaar gemakkelijk ondervangen.

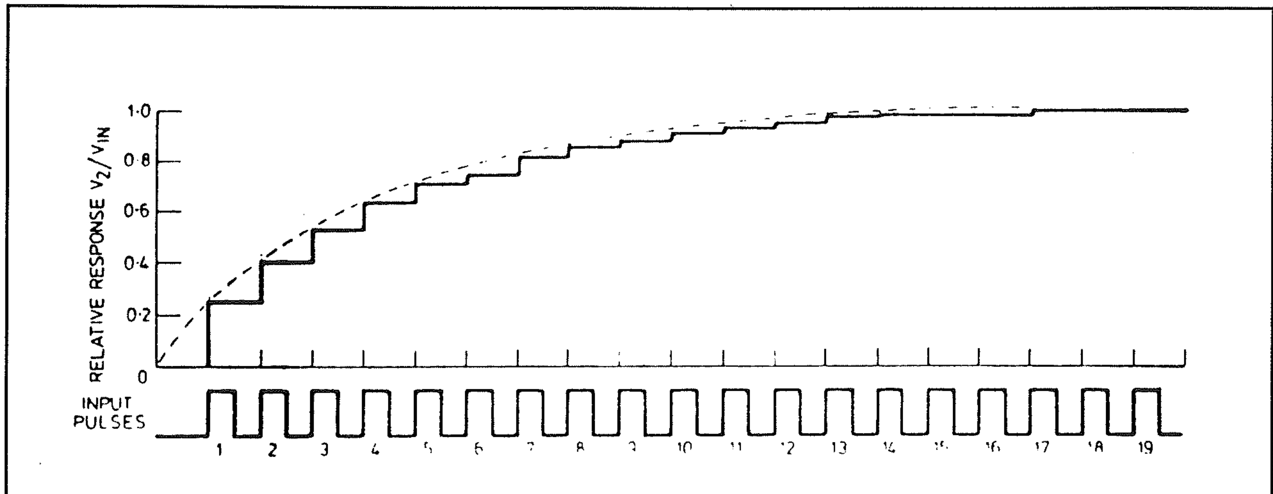
De schakeling met op-amp

In figuur 3/12.8-29 is een actieve diodepomp getekend, waarbij het nadeel van de niet constante trapgrootte wordt ondervangen door het opnemen van een opamp in de schakeling.

De werking van de schakeling wordt toegelicht aan de hand van de grafieken in figuur 3/12.8-30.

De condensator C1 vormt samen met de diode D1 de clampkring. Maar nu is de diode omgepoold, met als gevolg dat de rechthoekspanning A op de ingang wordt omgezet in negatieve naaldpulsjes B. De operationele versterker is geschakeld als integrator. Bij iedere negatieve naaldpuls over de diode D1 gaat de diode D2 even geleiden. De stroom die door de diode vloeit kan alleen afkomstig zijn van de condensator C2. De inverterende ingang van de op-amp heeft immers een zeer hoge weerstand.

12.8 Op-amp's als signaalgeneratoren

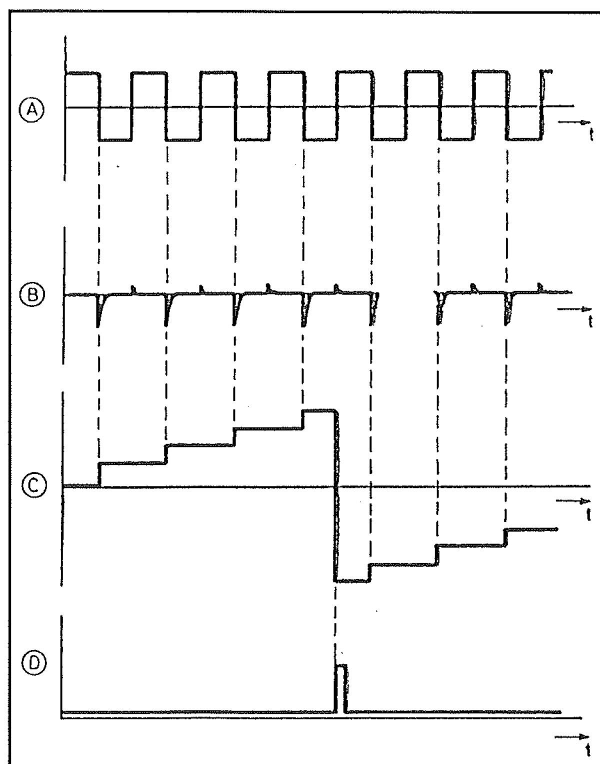


Figuur 3/12.8-28: Het verband tussen de in- en de uitgangsspanning van de diodepomp.

A
B
C
D
C1
680nF
C2
680nF
D2
1N4148
D1
1N4148
D3
1N4148
R1
10k
0,5 V
sprong
+1V

Figuur 3/12.8-29: Een actieve diodepomp als trapspanningsgenerator.

12.8 Op-amp's als signaalgeneratoren



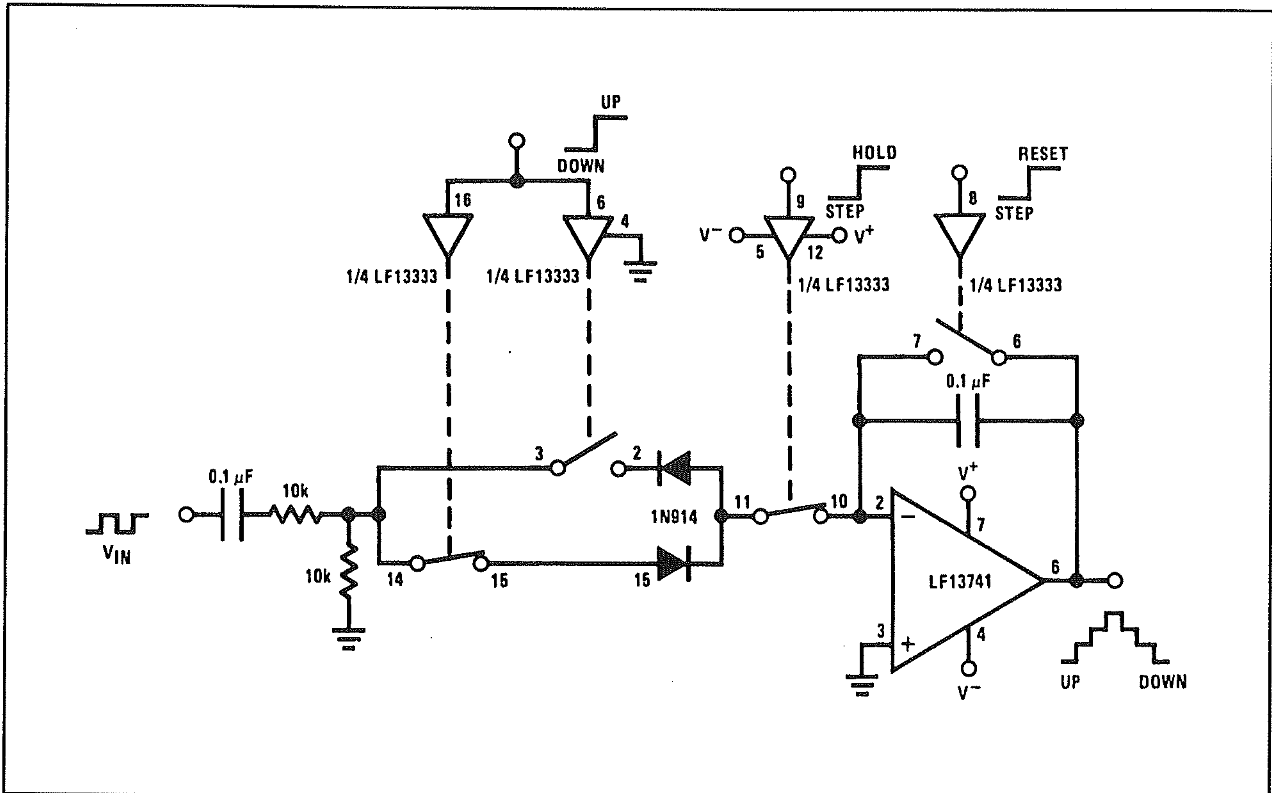
Figuur 3/12.8-30: De werking van de actieve diodepomp grafisch toegelicht.

De condensator C2 wordt dus bij iedere naaldpuls doorlopen door een stroom en het gevolg is dat de condensator zal opladen. Omdat de niet-inverterende ingang van de op-amp aan de massa ligt zal ook de inverterende ingang op dit potentiaal staan. Het gevolg is dat de uitgang van de op-amp bij iedere naaldpuls met een constante spanning stijgt. De grootte van de stroompulsjes wordt immers bepaald door het spanningsverschil over de diode D2. En in tegenstelling tot de vorige schakeling is dit spanningsverschil nu constant.
Besluit: op de uitgang van de operationele versterker ontstaat een trapvormige positieve spanning. Uiteraard moet men na een bepaald aantal trapjes het geheel resetten. Dat zou kunnen door via de diode D3 een eenmalige smalle positieve sprong D op de inverterende ingang van de op-amp te zetten. Deze puls wekt een stroom op, die in de tegengestelde zin door de integratiecondensator C2 loopt.
Het gevolg is dat de uitgangsspanning van de op-amp opeens sterk negatief wordt. Na het verdwijnen van de puls D zal de trapspanning weer opgebouwd worden van de negatieve uitgangspositie. Deze schakeling levert dus een symmetrische uitgangsspanning af.

Een uitgebreide schakeling

In figuur 3/12.8-31 is een schema getekend van een trapspanningsgenerator waarvan men de uitgangsspanning door middel van drie externe signalen volledig kan controleren. De rechthoekspanning wordt weer omgezet in smalle naaldpulsjes door middel van de differentiator van 100 nF en 10 kΩ. Maar omdat het bij deze schakeling de bedoeling is de trapspanning zowel te laten stijgen als te laten dalen worden geen naaldpulsjes door middel van een diode kortgesloten naar de massa. Door middel van de twee elektronische schakelaars en de twee dioden worden ofwel de negatieve ofwel de positieve naaldpulsjes doorgekoppeld naar de integrator. Afhankelijk van de waarde van het logische signaal "UP/DOWN" zal de uitgang dus een positieve of negatieve trapspanning genereren. Het resetten van de schakeling wordt hier gedaan door de integratiecondensator door middel van een derde elektronische schakelaar kort te sluiten. Deze schakelaar wordt gestuurd met het "STEP/RESET"-signaal. Tot slot is er nog een vierde elektronische schakelaar, die tussen de naaldpulsjes en de ingang van de integrator staat. Als deze schakelaar geopend wordt door het "STEP/HOLD"-signaal zal de uitgangsspanning niet meer variëren en constant blijven.

12.8 Op-amp's als signaalgeneratoren



Figuur 3/12.8-31: Een uitgebreide trapspanningsgenerator waarbij alle karakteristieken van het uitgangssignaal met drie externe controlesignalen bestuurd kunnen worden.

De driehoekgenerator

Inleiding

Van alle basis spanningsvormen uit de elektronica heeft de driehoek waarschijnlijk de minste praktische toepassingen. Toch hoort de driehoekgenerator tegenwoordig tot de standaard uitrusting van ieder modern laboratorium.
Dat is een gevolg van het feit dat de oude sinus/rechthoek generatoren algemeen vervangen zijn door functiegeneratoren en een dergelijk apparaat standaard een driehoekvormige spanning opwekt. In een functiegenerator moet dat wel, want de sinus die dergelijke generatoren genereren wordt in de meeste gevallen afgeleid uit deze driehoek.
Vandaar dat in dit artikel een overzicht van de mogelijkheden die de elektronica biedt om een driehoekvormige spanning met behulp van operationele versterkers te genereren niet mag ontbreken.

Basisschakeling

In principe is het erg eenvoudig om een driehoek af te leiden uit een rechthoekvormige spanning. Het volstaat de rechthoek aan te bieden aan een integrator.
Als de rechthoekspanning positief is, dan zal de laadstroom die door de integratiecondensator loopt ervoor zorgen dat dit onderdeel lineair ontladen wordt. De uitgangsspanning van de schakeling gaat dalen.
Is de rechthoekspanning negatief, dan draait de stroom door de condensator om

12.8 Op-amp's als signaalgeneratoren

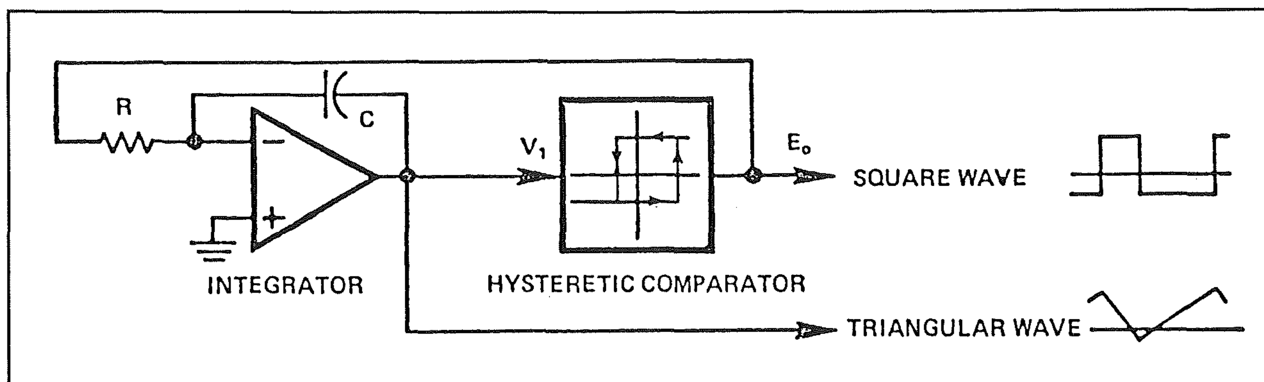
en de integrator levert een stijgende spanning.
Het nadeel van dit systeem is dat de amplitude van de driehoek op de uitgang volledig afhankelijk is van de frequentie van de rechthoek. Dat is zo'n groot bezwaar dat men een dergelijk eenvoudig systeem nooit zal aantreffen.

De functiegenerator
Driehoeken worden tegenwoordig altijd gegenereerd in een functiegenerator. Een functiegenerator is een fundamentele schakeling der elektronica die is samengesteld uit twee operationele versterkers, die in een teruggekoppelde lus zijn opgenomen. Het principiële schema van een functiegenerator is getekend in figuur 3/12.8-32.

De integrator bestaat uit de linker operationele versterker, de laadweerstand R en de integratorcondensator C. De uitgang van de integrator stuurt een tweede operationele versterker, geschakeld als comparator met hysteresisch. Dat wil zeggen dat de schakeling twee gedefinieerde omklappunten heeft. De uitgang van de comparator stuurt op zijn beurt de ingang van de integrator.
Op de uitgang van de integrator ontstaat een driehoek, op de uitgang van de comparator een rechthoek. Beide signalen hebben dezelfde frequentie, die bepaald wordt door de waarden van de weerstand R en de condensator C.

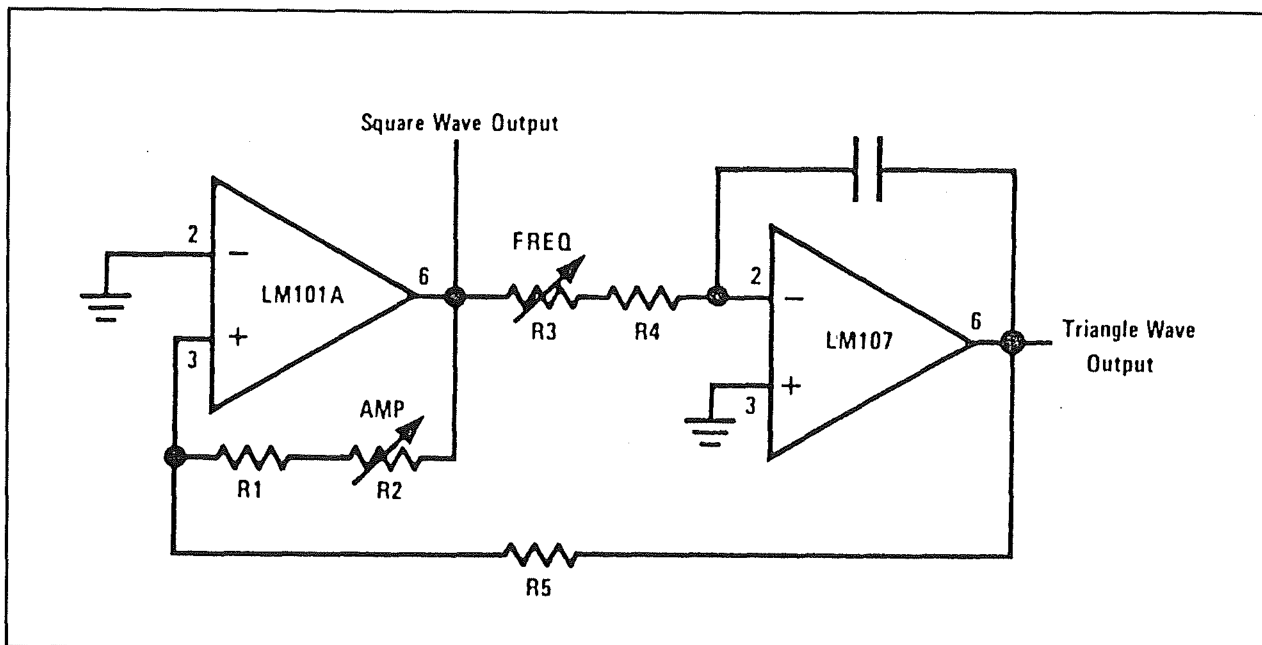
Een praktische schakeling
De werking van de functiegenerator kan het best verklaard worden aan de hand van een praktisch schema. Dat is getekend in figuur 3/12.8-33, in de grafieken van figuur 3/12.8-34 is het signaalverloop op de belangrijkste punten van de schakeling getekend.

De linker operationele versterker is de comparator. De inverterende ingang ligt rechtstreeks aan de massa, het zal dus duidelijk zijn dat de uitgangsspanning van de op-amp omklapt als de spanning op de niet-inverterende ingang door de nul gaat.
De niet-inverterende ingang is verbonden met het knooppunt van twee in serie geschakelde weerstanden.
De ene tak van deze deler (R5) gaat naar de uitgang van de integrator, de andere tak (R1 + R2) gaat naar de uitgang van de comparator. Het zal dus duidelijk zijn dat de spanning op de niet-inverterende ingang bepaald wordt door de uitgangsspanningen van beide operationele versterkers!

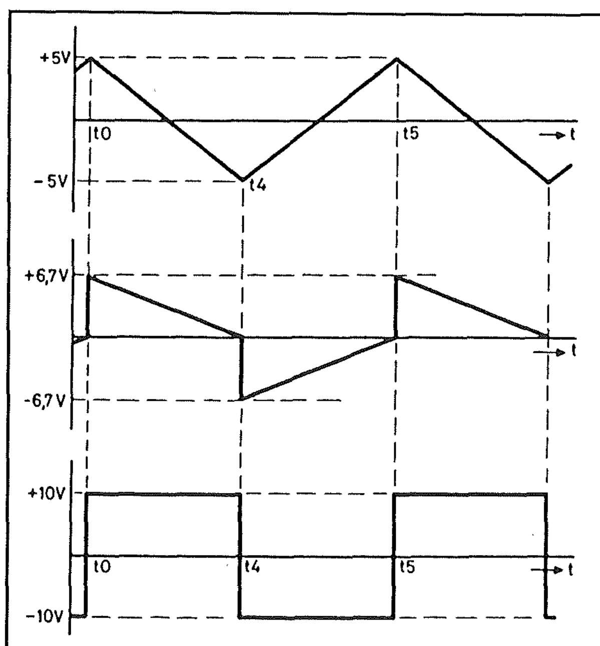


Figuur 3/12.8-32: Het fundamentele principe van een functiegenerator.

12.8 Op-amp's als signaalgeneratoren



Figuur 3/12.8-33: Een praktische schakeling van een functiegenerator.



Figuur 3/12.8-34: De werking van de functiegenerator grafisch toegelicht.

Om de werking van de schakeling te kunnen doorgronden is het noodzakelijk dat wordt aangenomen dat op moment t_0 de uitgangsspanning van de integrator positief is (stel +5 V) en de uitgang van de comparator ook positief is (stel +10 V).
Het zal duidelijk zijn dat de niet-inverterende ingang van de comparator dan ook positief is.
De exacte waarde van deze positieve spanning hangt af van de verhouding tussen de weerstanden R5 en R1 + R2.
In de grafieken wordt verondersteld dat op het beschreven tijdstip de spanning op de niet-inverterende ingang gelijk is aan +6,7 V.
Omdat de niet-inverterende ingang van de comparator positiever is dan de inverterende ingang zal deze schakeling een hoge uitgangsspanning genereren. Een van de veronderstellingen klopt dus al! De ingang van de integrator wordt gestuurd met een positieve spanning. Er vloeit een stroom door de weerstand R3 + R4 naar de inverterende ingang van de integrator. Deze ingang ligt echter virtueel aan de massa, de stroom kan dus alleen via de integratorcondensator C1 afvloeien naar

12.8 Op-amp's als signaalgeneratoren

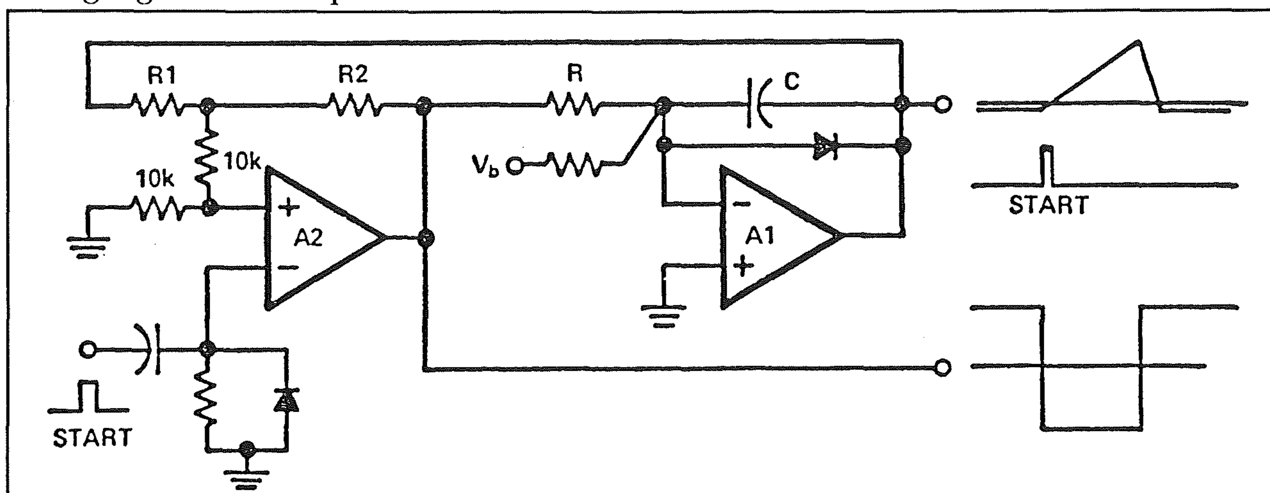
de uitgang van de rechter op-amp. Omdat de op-amp ervoor zorgt dat de linker aansluiting van de condensator op massapotentiaal blijft staan zal de spanning die over de integratorcondensator door de stroom wordt opgebouwd op de rechter aansluiting terecht komen. De stroomrichting heeft tot gevolg dat de spanning op dat punt in ieder geval gaat dalen.

Na tijdstip t_0 is de situatie dus als volgt: op de uitgang van de comparator staat een constante positieve spanning, op de uitgang van de integrator staat een dalende positieve spanning. Het dalen van deze laatste spanning heeft tot gevolg dat ook de spanning op de niet-inverterende ingang van de comparator gaat dalen.
Op een bepaald moment, in de grafieken t4 genoemd, zal de spanning op de uitgang van de integrator zo ver gedaald zijn dat de spanning op de niet-inverterende ingang van de comparator 0 V wordt. De comparator klapt om, zijn uitgangsspanning wordt negatief.

Dit verschijnsel heeft verregaande gevolgen op de spanning op de niet-inverterende ingang van de comparator.
Dit punt wordt nu immers gevoed uit de twee negatieve uitgangsspanningen, het gevolg is dat de spanning plotseling behoorlijk negatief wordt.
En wat er nadien gebeurt zal duidelijk zijn.
De integrator wordt nu gestuurd uit een negatieve spanning, de stroom door de integratorcondensator wisselt van polariteit, de uitgangsspanning van de integrator gaat stijgen. Tot op tijdstip t_5, het moment waarop de spanning op de niet-inverterende ingang van de comparator weer door nul gaat en de schakeling weer omklapt.

Een functiegenerator levert dus synchroon verlopende rechthoek- en driehoekspanningen af, waarvan de frequentie op een wel heel eenvoudige manier is in te stellen door het variëren van de laadstroom van de integrator.

Alternatieve schakelingen
Functiegeneratoren worden veel gebruikt in de analoge elektronica en op het basisschema van figuur 3/12.8-33 zijn ontelbare variaties beproefd en geschikt bevonden.



Figuur 3/12.8-35: Een getriggerde functiegenerator.

12.8 Op-amp's als signaalgeneratoren

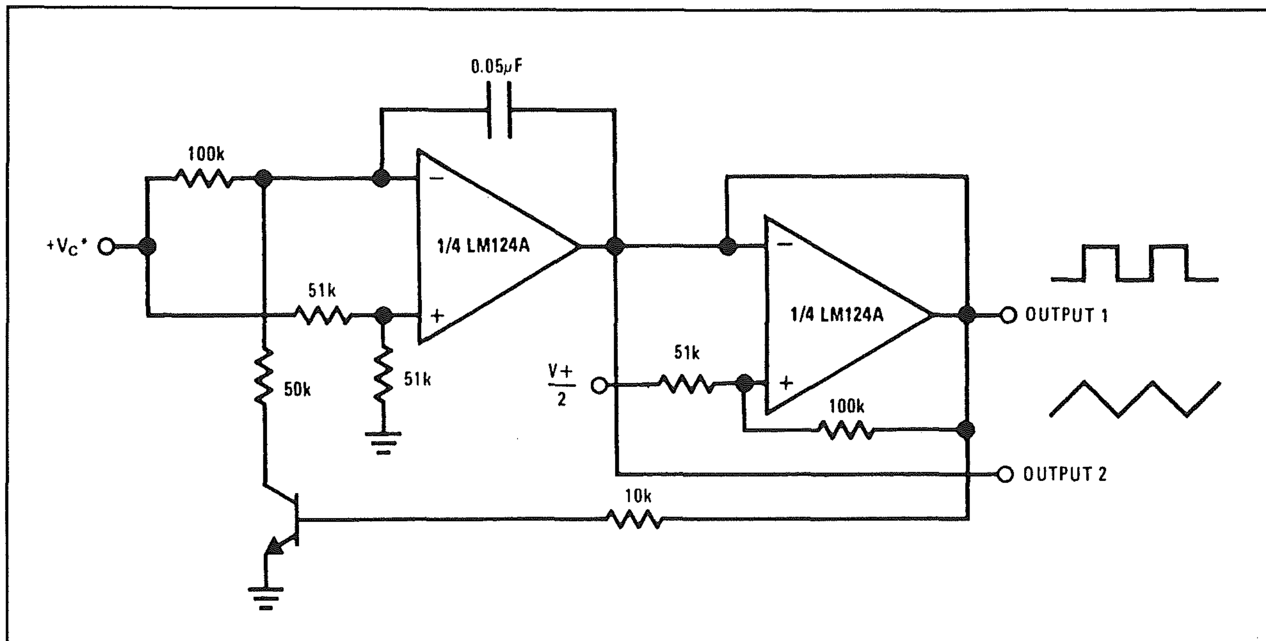
In deze paragraaf worden enige van deze alternatieven in het kort besproken.

De basisschakeling is vrijlopend, hetgeen wil zeggen dat de schakeling gaat oscilleren op het moment dat de voedingsspanningen worden aangesloten. Als men geen behoefte heeft aan een vrijlopende schakeling, maar aan een getriggerde, dan kan men de schakeling van figuur 3/12.8-35 toepassen.

Deze functiegenerator zal, na het aanleggen van een smalle positieve startpuls, eenmalig één periode van de rechthoek en de driehoek opwekken. De schakeling werkt als volgt. De voorflank van de startpuls wordt via een condensator aangeboden aan de inverterende ingang van operationele versterker A2. Het gevolg is dat de uitgang van deze schakeling onmiddellijk negatief wordt. Deze spanning zal via de weerstand R de integratorcondensator C gaan opladen. Het gevolg is dat de uitgangsspanning van de integrator lineair gaat stijgen. Deze spanning wordt via de weerstand R1 teruggekoppeld naar de niet-inverterende ingang van de comparator A2. Na enige tijd wordt de spanning op deze ingang gelijk aan 0 V. De inverterende ingang ligt via de weerstand en de diode ook aan de massa, het gevolg is dat de comparator omklapt en zijn uitgangsspanning weer positief wordt. Er gaat nu een inverse stroom door de weerstand R vloeien, die de integratorcondensator weer gaat ontladen. Dat ontladen stopt echter als de uitgangsspanning van de integrator 0,7 V negatief wordt. De diode over de integratorcondensator gaat dan geleiden. Deze diode zorgt dus voor het eenmalige karakter van de werking. De uitgang van de integrator kan nu immers niet voldoende negatief worden om de comparator weer te laten omklappen. Daarvoor is weer een positieve puls op de START-ingang noodzakelijk.

In figuur 3/12.8-36 wordt een schema gegeven van een functiegenerator waarvan de frequentie instelbaar is door middel van een extern stuursignaal $+V_c$. Deze positieve stuurspanning zal via de weerstand van 100 kΩ de integratorcondensator opladen. De niet-inverterende ingang van de integrator wordt echter via de spanningsdeler van twee even grote weerstanden van 51 kΩ ingesteld op de helft van de stuurspanning. Dit is een belangrijk gegeven, want dit verklaart hoe de tweede helft van de periode ontstaat. De instelspanning op de niet-inverterende ingang speelt een belangrijke rol bij het laden van de integratorcondensator. Want deze spanning staat uiteraard ook op de inverterende ingang. Zolang de transistor gesperd is vloeit de stroom die via de weerstand van 100 kΩ wordt aangevoerd volledig naar de integratorcondensator. Als echter de comparator omklapt en de transistor in geleiding wordt gestuurd ontstaat er een tweede stroompad via de weerstand van 50 kΩ en de transistor. Ook deze stroom kan alleen van de integratorcondensator afkomstig zijn. Het gevolg is dat de stroom die door de stuurspanning $+V_c$ geleverd wordt afvloeit via de geleidende transistor en dat er bovendien nog eens een even grote stroom uit de integratorcondensator getrokken wordt. De stroom door deze condensator wordt dus geïnverteerd, zodat de tweede helft van de periode wordt opgebouwd.
Het zal duidelijk zijn dat de frequentie van de uitgangsspanning stijgt als de stuurspanning wordt vergroot. De laad- en ontlaadstromen naar en van de integratorcondensator nemen dan immers toe.

12.8 Op-amp's als signaalgeneratoren



Figuur 3/12.8-36: Een functiegenerator waarvan de frequentie bepaald wordt door het aanleggen van een externe stuurspanning.

3/12.9

Op-amp's als digitale schakelingen

Inleiding

Waarom digitaal?
Men kan zich de vraag stellen waarom men digitale schakelingen zou opbouwen met typische analoge onderdelen als operationele versterkers. Er staat immers een keur aan digitale IC's ter beschikking, waarmee men alle denkbare digitale functies en schakelingen kan samenstellen. Toch kan het in de praktijk soms handig zijn een operationele versterker in te zetten als een poort. Zeker als men gebruik maakt van moderne viervoudige op-amp's kan het in een schakeling voorkomen dat men een of meerdere op-amp's over houdt. Als men dan net één poortje nodig heeft kan men deze economisch opbouwen rond een van de vrije operationele versterkers.

Beperkingen
Uiteraard kleven er aan het gebruik van operationele versterkers in digitale schakelingen bepaalde beperkingen.
Op de eerste plaats zijn op-amp's uiteraard veel en veel trager dan digitale IC's uit de TTL of de CMOS familie. Men moet dus niet verwachten dat men met een op-amp een tweedeler kan maken die werkt bij een frequentie van 1 MHz! Maar dat hoeft niet altijd een bezwaar te zijn. Zo wordt er vaak een flip-flop gebruikt om het denderen van een drukschakelaar te onderdrukken. In een dergelijke laagfrequente toepassing kan men zonder bezwaar de noodzakelijke flip-flop opbouwen rond een op-amp.

Op de tweede plaats is het niet mogelijk digitale schakelingen, uitgevoerd met operationele versterkers, zonder meer te koppelen aan TTL-IC's. TTL-schakelingen werken immers met zeer nauw gedefinieerde spanningsgrenzen voor de "L" en de "H" niveau's. Digitale schakelingen die met op-amp's zijn uitgevoerd zullen in de meeste gevallen op de uitgang schakelen tussen de positieve en de negatieve voedingsspanning van de schakeling. Zou men een dergelijk digitaal signaal zonder meer aan de ingang van een TTL-IC aanbieden, dan zou dit onmiddellijk sneuvelen. Maar zelfs als men er zou in slagen deze spanningsniveaus compatible te maken, dan zouden er nog problemen ontstaan met de stijg- en daaltijden van de pulsen. Omdat operationele versterkers vrij grote slew-rates hebben springen de uitgangsspanningen vrij langzaam van "L" naar "H" en vice versa. Deze stijg- en daaltijden zijn zo groot dat normale TTL-IC's deze niet meer accepteren. Het gevolg zou zijn dat de TTL-poort gedurende de overgang van het ene naar het andere niveau gaat oscilleren, met alle kwalijke gevolgen van dien. Alleen TTL-ingangen

die voorzien zijn van Schmitt-trigger werking (zoals de 7413) kunnen de trage signalen van operationele versterkers zonder problemen verwerken.

Op de derde plaats kan men maar een zeer beperkt aantal digitale schakelingen zinvol rond operationele versterkers opbouwen. Het heeft uiteraard geen zin een op-amp te gebruiken als men behalve dat ene IC nog een handvol passieve onderdelen nodig heeft! Dan is het veel zinvoller een echte digitale schakeling in te schakelen.

Wat aan de orde komt

In de volgende subhoofdstukken zullen schakelingen besproken worden waarmee men een operationele versterker zonder al te veel externe onderdelen kan gebruiken voor het opbouwen van:
- een digitale tiptoets;
- een AND-poort;
- een NAND-poort;
- een OR-poort;
- een NOR-poort;
- een logische decoder;
- een pulsvertrager;
- een flip-flop;
- een monostabiele multivibrator.

De op-amp als tiptoets

Inleiding

Bij steeds meer apparaten worden de traditionele mechanische bedieningsschakelaars vervangen door volledig elektronisch werkende onderdelen. Een van deze onderdelen is de tiptoets, een elektronische vervanger voor de traditionele mechanische drukknop. Een tiptoets bestaat uit één of twee contacten, die met de vinger aangeraakt moeten worden. De schakeling reageert door het opwekken van een stuurpuls, waarmee een of andere functie van het apparaat ingeschakeld kan worden.
Tiptoetsen werken volgens verschillende systemen. Naast resistieve en capacitieve heeft men ook tiptoetsen die reageren op de wisselspanning die in ieder mens aanwezig is. De ruimte om ons heen zit vol elektromagnetische velden, bijvoorbeeld afkomstig van het alom aanwezige 220 V net, die in het menselijke lichaam een wisselspanning genereren. Deze spanning is zelfs vrij hoog, maar is uiteraard niet in staat stroom te leveren. Wil men deze spanning detecteren, dan is het noodzakelijk de tiptoets af te sluiten met een zeer hoge impedantie. In de traditionele benadering worden hiervoor CMOS-schakelingen gebruikt. Door het aanraken van de ingang van een CMOS-poort zal op deze ingang een 50 Hz wisselspanning geïntroduceerd worden, die groot genoeg is om de poort 100 keer per seconde van "L" naar "H" te sturen en vice versa. Op de uitgang van de poort ontstaat dus een blokspanning met een frequentie van 50 Hz en dit signaal kan gelijkgericht worden zodat er een mooie stuurspanning uit afgeleid wordt.

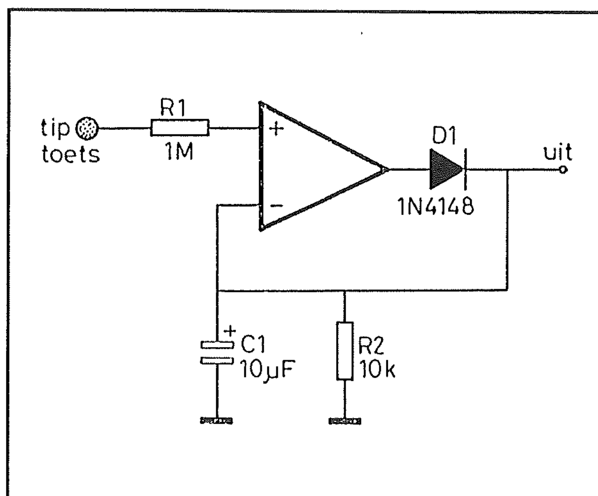
De op-amp schakeling

Moderne operationele versterkers met FET-ingangen hebben een ingangsimpedantie die vergelijkbaar is met deze van CMOS-poorten. Het ligt dus voor de hand dat zij ideaal zijn voor het opbouwen van een tiptoets.
Het praktische schema is getekend in figuur 3/12.9-1.

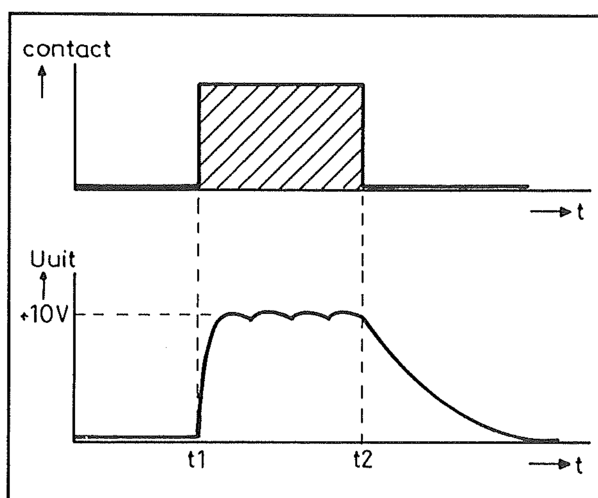
Deze schakeling gaat er van uit dat de op-amp gevoed wordt tussen de massa en

12.9 Op-amp's als digitale schakelingen

een positieve voedingsspanning. De niet-inverterende ingang van de op-amp is via een beveiligingsweerstand van 1 MΩ verbonden met de enkelvoudige tiptoets. De inverterende ingang gaat via de parallelschakeling van een condensator en een weerstand naar de massa. Tussen de uitgang en de inverterende ingang is een silicium diode geschakeld.



Figuur 3/12.9-1: Het praktische schema van een tiptoets schakeling met een op-amp.



Figuur 3/12.9-2: De werking van de tiptoets schakeling grafisch toegelicht.

De werking van de schakeling wordt toegelicht aan de hand van de grafieken in figuur 3/12.9-2.

Als de tiptoets niet wordt aangeraakt zal de uitgang van de schakeling laag zijn. In de grafiek is aangegeven dat dit 0 V is, maar bij de meeste operationele versterkers die de negatieve voedingspen aan de massa hebben liggen zal de spanning op ongeveer 1,5 V blijven hangen. Operationele versterkers hebben namelijk de eigenschap dat de uitgang nooit volledig tot tegen de negatieve voedingsspanning uitgestuurd kan worden!

Raakt men de tiptoets met een vinger aan, dan zal er op de niet-inverterende ingang van de op-amp een 50 Hz wisselspanning verschijnen met een top-tot-top waarde van ongeveer 10 V. Het gevolg is dat op de uitgang van de op-amp een spanning verschijnt met een frequentie van 50 Hz met als topwaarde een tamelijk hoge positieve spanning. De niet-inverterende ingang van de op-amp wordt immers 50 keer per seconde positiever dan de inverterende ingang. De schakeling streeft ernaar het spanningsverschil tussen beide ingangen nul te maken.
Dat kan alleen als de uitgang van de op-amp positief wordt. De diode D1 gaat geleiden, met als gevolg dat de condensator C1 positief wordt opgeladen. Op de uitgang van de schakeling verschijnt dus een positieve puls. Als de spanning op de niet-inverterende ingang negatief wordt zal de schakeling proberen ook nu het spanningsverschil tussen beide ingangen nul de maken. De uitgang van de op-amp gaat dus naar de massa, de diode gaat sperren en de uitgang van de schakeling blijft toch staan op de positieve spanning die over de condensator staat.

Besluit: als men de tiptoets aanraakt, dan verschijnt op de uitgang van de schakeling een positieve puls, die zonder meer gebruikt kan worden voor het aansturen van andere schakelingen of het activeren van bepaalde functies. De weerstand over de elco is noodzakelijk om dit onderdeel snel te ontladen als de tiptoets weer wordt losgelaten.

De op-amp als poort

Inleiding

Poorten zijn de basisschakelingen van de digitale techniek. Zonder poorten zou de digitale elektronica niet bestaan. In de meeste schakelingen heeft men wel een aantal poorten nodig. Er zijn natuurlijk tal van TTL- of CMOS-IC's beschikbaar die vol poorten zitten. Maar ook nu geldt dat men vaak een operationele versterker die men in een schakeling over heeft kan gebruiken voor het samenstellen van een poort. Maar met de bekende beperking: frequentiebereik niet groter dan enkele tientallen kHz! Vaak is dat geen enkel probleem. Zo zit er in ieder inbraakalarm wel een poortje. In zo'n traag werkende schakeling kan men deze poort zonder enig bezwaar uitvoeren met een operationele versterker.

Voor de duidelijkheid zijn de vier basispoorten samengevat in de tabel van figuur 3/12.9-3. In deze tabel wordt het verband gegeven tussen de logische niveaus op de twee ingangen A en B van de poort en op de uitgang van de poort.

Het principe

De vier poorten kunnen met een en dezelfde schakeling uitgevoerd worden. Het enige dat men naast de operationele versterker nodig heeft zijn vier weerstanden! De werking van de schakeling berust op het optellen van de spanningen op de twee ingangen van de poort en het resultaat van deze optelling vergelijken met een drempelspanning. In de voorbeelden wordt uitgegaan van logische spanningen met de onderstaande logische niveaus:

- "L" = 0 V;
- "H" = +10 V.

Maar uiteraard kan men deze spanningen aan de door de praktijk gegeven waarden aanpassen.

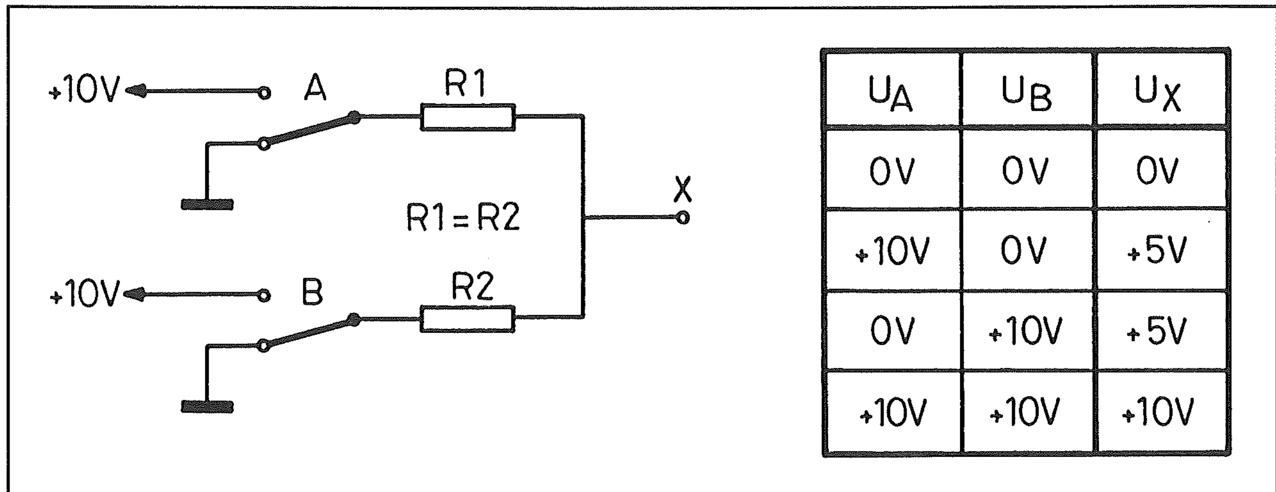
ingang		uitgang			
A	B	AND	NAND	OR	NOR
L	L	L	H	L	H
H	L	L	H	H	L
L	H	L	H	H	L
H	H	H	L	H	L
symbool					

Figuur 3/12.9-3: De vier basispoorten met hun waarheidstabellen.

Het basis-principe is geschetst in figuur 3/12.9-4. De twee ingangen A en B van de poortschakeling zijn verbonden met twee even grote weerstanden R1 en R2 die in serie zijn geschakeld. Het knooppunt X van de weerstandsdeler gaat naar een ingang van de als comparator geschakelde op-amp.

De spanning op punt X is afhankelijk van de spanningen op de twee ingangen A en B.

12.9 Op-amp's als digitale schakelingen



U_A	U_B	U_X
0V	0V	0V
+10V	0V	+5V
0V	+10V	+5V
+10V	+10V	+10V

Figuur 3/12.9-4: Het basis-principe van de poortwerking van een operationele versterker.

Als beide ingangen "L" zijn, dan zal de spanning op punt X uiteraard 0 V bedragen. Is een van de ingangen "H" en de andere "L", dan ontstaat er een spanningsdeler tussen 0 V en +10 V, met als gevolg dat het knooppunt X op een spanning van +5 V staat. Zijn beide ingangen "H", dan zal ook het punt X op een spanning van +10 V staan.
Door de spanning op punt X te vergelijken met een bepaalde drempelwaarde ontstaat de logische werking van de schakeling. Het soort poort dat nagemaakt moet worden bepaalt de grootte van de drempelspanning, maar ook met welke ingangen van de comparator het punt X en de drempelspanning verbonden moeten worden.

In de praktische schakelingen die in de volgende paragraafjes besproken worden, wordt uitgegaan van een operationele versterker die symmetrisch gevoed wordt tussen +10 V en -10 V. Om het niveau van de logische "L" op 0 V vast te leggen, wordt er steeds een silicium-diode geschakeld tussen de uitgang van de op-amp en de massa.

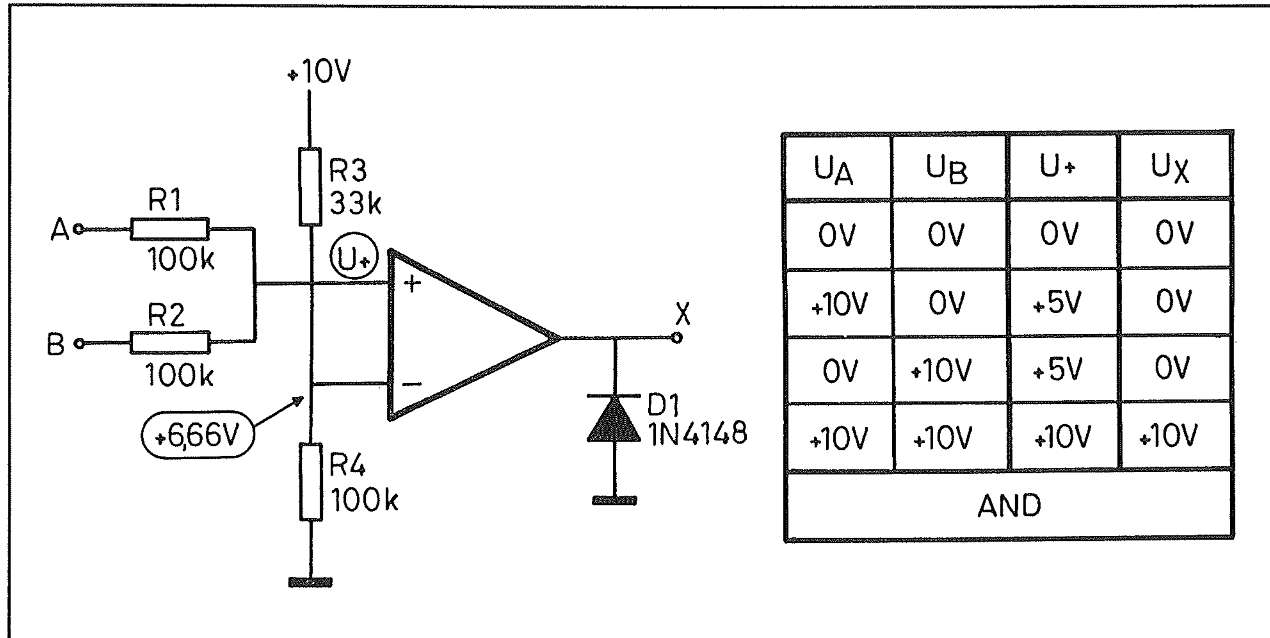
Deze zal ervoor zorgen dat de spanning op de uitgang van de op-amp nooit lager kan worden dan -0,65 V, de geleidingsspanning van de diode. Deze waarde wordt als "L" aanvaard.

De AND-poort
Het basisschema van een op-amp als AND-poort is getekend in figuur 3/12.9-5.

De twee ingangen worden via de twee spanningsdeler-weerstanden aangesloten op de niet-inverterende ingang van de comparator. De inverterende ingang wordt via de spanningsdeler R3/R4 aangesloten op een drempelspanning van +6,66 V. Deze drempelwaarde is alleen van toepassing als men werkt met de voorgestelde logische niveaus van 0 V en +10 V!

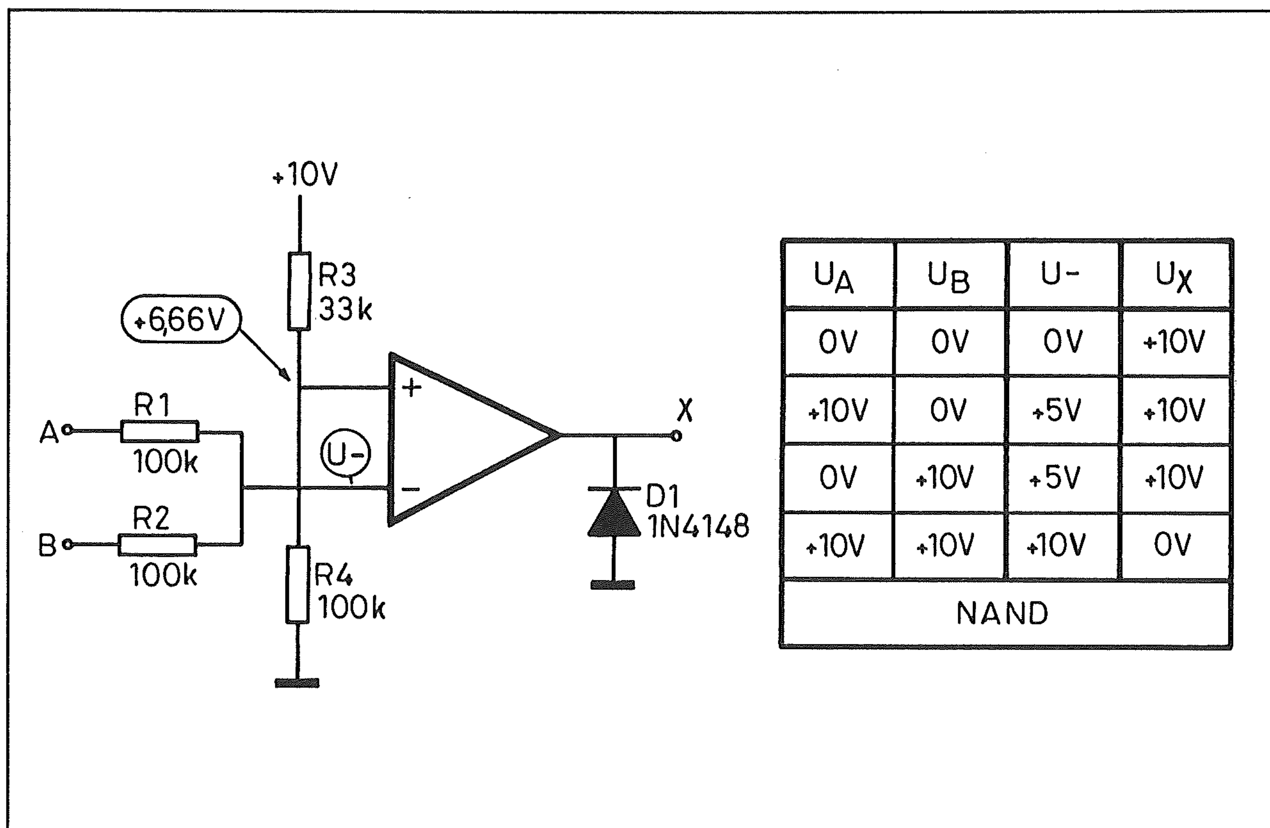
De werking van de schakeling zal duidelijk zijn. Als beide ingangen "L" zijn, staat de niet-inverterende ingang op een spanning van 0 V.
De spanning op de inverterende ingang is groter, de uitgang van de schakeling gaat naar 0 V, dus naar "L".

12.9 Op-amp's als digitale schakelingen



U_A	U_B	U_+	U_X
0V	0V	0V	0V
+10V	0V	+5V	0V
0V	+10V	+5V	0V
+10V	+10V	+10V	+10V
AND			

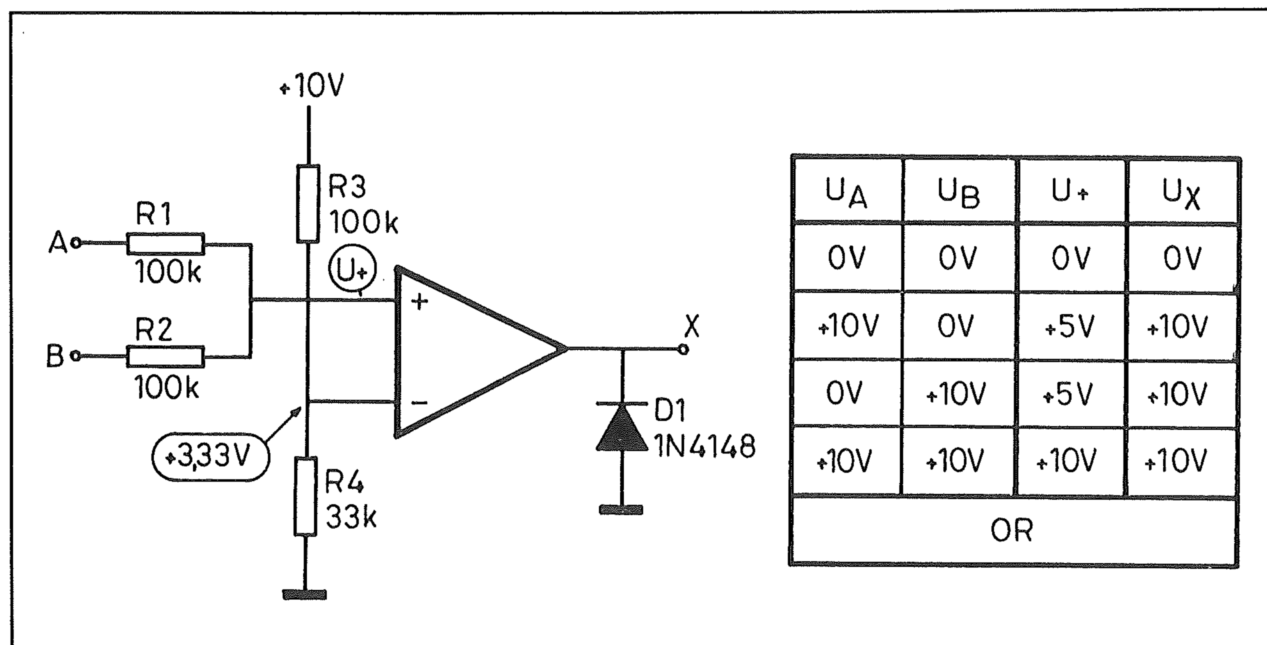
Figuur 3/12.9-5: Het praktische schema van een AND-poort.



U_A	U_B	U_-	U_X
0V	0V	0V	+10V
+10V	0V	+5V	+10V
0V	+10V	+5V	+10V
+10V	+10V	+10V	0V
NAND			

Figuur 3/12.9-6: Het praktische schema van een NAND-poort.

12.9 Op-amp's als digitale schakelingen



U_A	U_B	U_+	U_X
0V	0V	0V	0V
+10V	0V	+5V	+10V
0V	+10V	+5V	+10V
+10V	+10V	+10V	+10V
OR			

Figuur 3/12.9-7: Het praktische schema van een OR-poort.

Is een van de ingangen "H", dan staat er op de niet-inverterende ingang een spanning van +5 V. Deze is nog steeds kleiner dan de spanning op de inverterende ingang, met als gevolg dat er aan de uitgang niets verandert.
Als beide ingangen "H" zijn, dan staat de niet-inverterende ingang op een spanning van +10 V. Deze spanning is groter dan de spanning op de inverterende ingang, met als gevolg dat de comparator omklapt en een hoge uitgang levert.

De werking van de schakeling voldoet dus aan de waarheidstabel van een AND-poort.

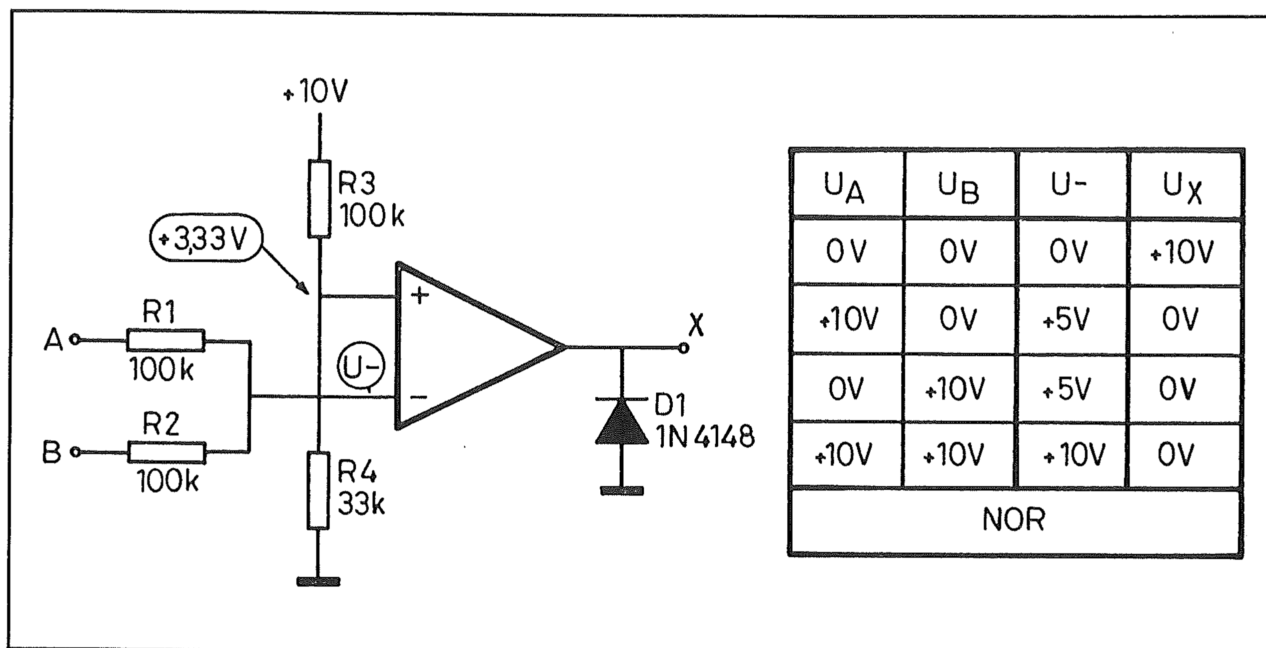
De NAND-poort
Het praktische schema van een NAND-poort is getekend in figuur 3/12.9-6.

Het enige verschil met de AND-poort is dat beide ingangen van de comparator zijn omgewisseld. De niet-inverterende ingang van de op-amp staat nu op een drempelspanning van +6,66 V, de inverterende ingang gaat naar het knooppunt van de spanningsdeler.
Zolang niet beide ingangen "H" zijn, zal de spanning op de inverterende ingang lager zijn dan de spanning op de niet-inverterende ingang. De uitgang van de op-amp is "H". Eerst als beide ingangen "H" worden slaat de comparator om en levert een "L" aan de uitgang.

De OR-poort
Het al even eenvoudige schema van een OR-poort is getekend in figuur 3/12.9-7.

Beide ingangen gaan nu weer naar de niet-inverterende ingang, de inverterende ingang wordt ingesteld op een drempel van +3,33 V.
Het is nu voldoende dat er op één ingang een "H" verschijnt om de spanning op de niet-inverterende ingang groter te laten worden dan de spanning op de inverterende ingang. De comparator klapt om, de uitgang wordt "H".

12.9 Op-amp's als digitale schakelingen



U_A	U_B	$U-$	U_X
0V	0V	0V	+10V
+10V	0V	+5V	0V
0V	+10V	+5V	0V
+10V	+10V	+10V	0V
NOR			

Figuur 3/12.9-8: De praktische schakeling van een NOR-poort.

Hetgeen volledig overeen komt met de waarheidstabel van de OR-functie.

De NOR-poort
Het zal duidelijk zijn dat het volstaat de twee ingangen van de op-amp om te wisselen, zoals geschetst in figuur 3/12.9-8.

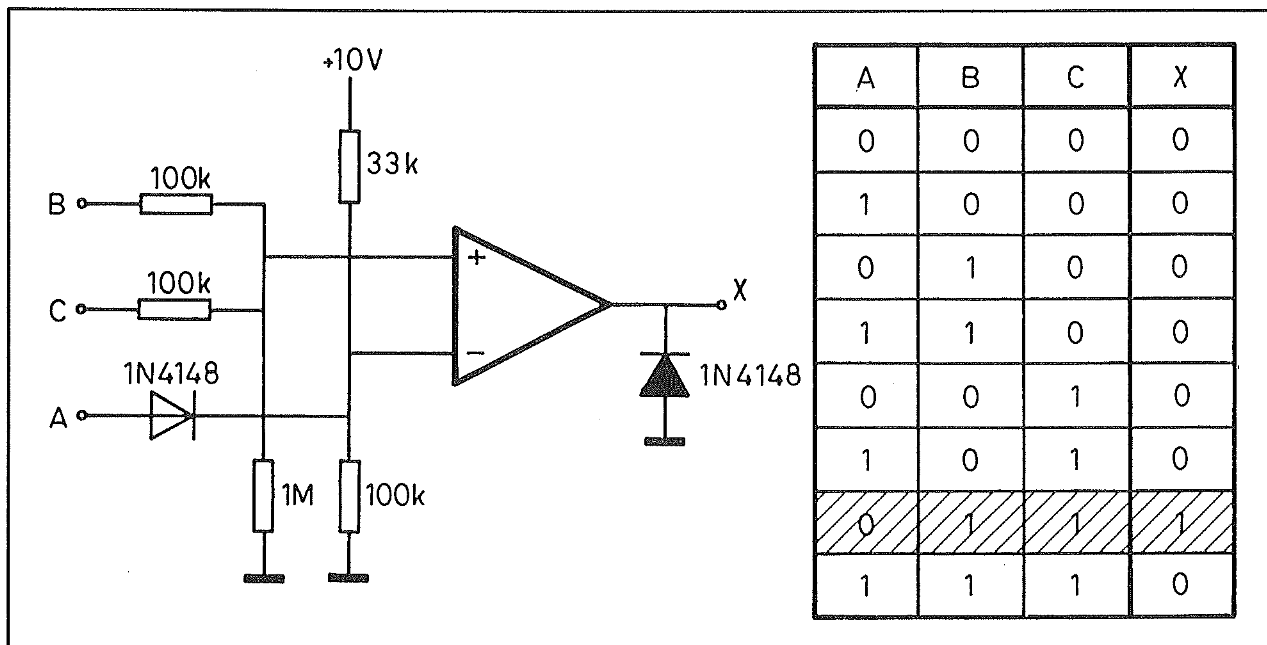
Alleen als beide ingangen "L" zijn staat er op de inverterende ingang een spanning die lager is dan de spanning op de niet-inverterende ingang. De uitgang is dan "H" en gaat naar "L" als een van de ingangen "H" wordt.

Logische decoders
Logische decoders zijn schakelingen waarmee men bepaalde logische voorwaarden kan decoderen.
De schakeling levert een "H" op de uitgang als aan de logische voorwaarden wordt voldaan.
Een typische logische voorwaarde is: "Alleen als de spanning op punt A = "H" en de spanning op punt B = "L" en de spanning op punt C = "H", mag de uitgang D "H" worden."

Logische decoders kunnen uiteraard met standaard poorten uitgevoerd worden. Er bestaat daarvoor zelfs een speciale wiskunde, de "Boolse algebra".
Maar vaak zal men in de praktijk merken dat een logische vergelijking veel eenvoudiger met één of hoogstens twee operationele versterkers opgelost kan worden.

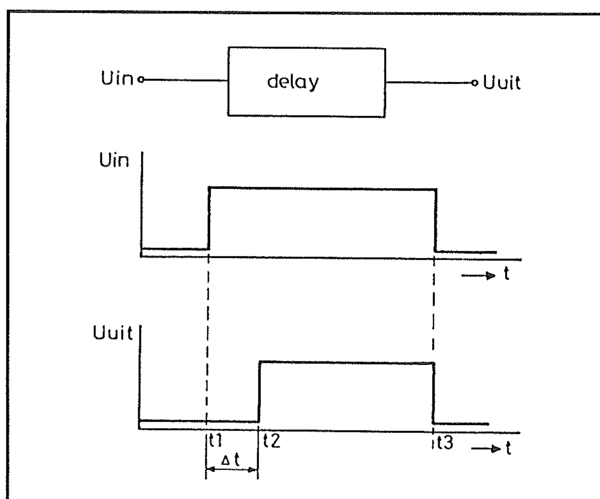
Als voorbeeld wordt in figuur 3/12.9-9 een logische decoder getekend, die voldoet aan de logische voorwaarde:
"De uitgang X mag alleen "H" zijn als A = "L", B = "H" en C = "H".
Met de verstrekte basiskennis moet het voor iedere lezer zonder problemen mogelijk zijn om de geldigheid van de schakeling te controleren.
Merk op hoe men, door het in de vergelijking betrekken van de drempelspanning, vaak de schakeling zeer kan vereenvoudigen!

12.9 Op-amp's als digitale schakelingen



A	B	C	X
0	0	0	0
1	0	0	0
0	1	0	0
1	1	0	0
0	0	1	0
1	0	1	0
0	1	1	1
1	1	1	0

Figuur 3/12.9-9: Het schema van een logische decodeer-schakeling met slechts één operationele versterker.



Figuur 3/12.9-10: Het principe van een eenvoudige elektronische pulsvertrager.

De op-amp als vertrager

Inleiding

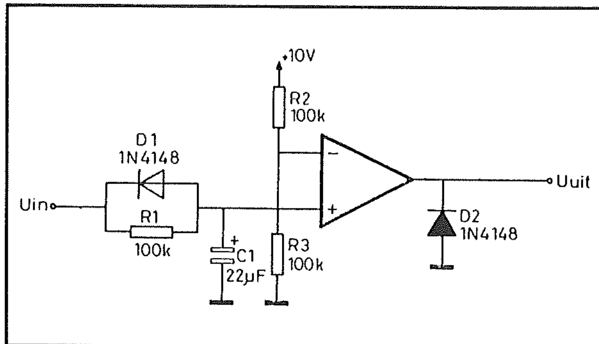
Vertragings-schakelingen worden in allerlei schakelingen toegepast. Een typisch voorbeeld is een inbraakalarm, waar men na het omzetten van de activeringssleutel 30 seconden tijd heeft om het huis te verlaten.
Een dergelijke vertraging wordt verzorgd door een vertragings-schakeling. Daar bestaan speciale digitale schakelingen voor, zoals de 74121 (TTL) of de 4047 (CMOS). Dat zijn monostabiele multivibratoren, die door de externe bedrading als vertrager worden geschakeld.
Maar ook nu kan men een dergelijke schakeling vaak heel eenvoudig vervangen door een op-amp.

Het basis-principe van een vertrager is geschetst in figuur 3/12.9-10.

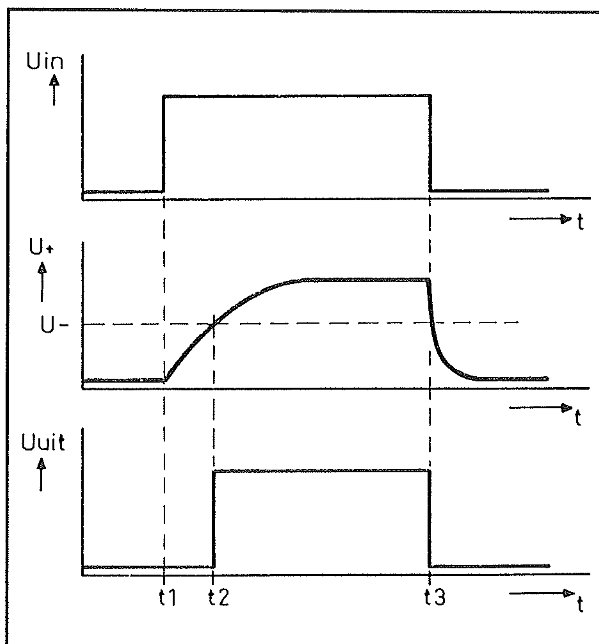
De delay zorgt ervoor dat de voorflank van de ingangspuls over een bepaalde, instelbare tijd Δt vertraagd wordt. De uitgangspuls verdwijnt op het moment dat de ingangspuls weer naar "L" gaat. Dat is de eenvoudigste vorm van elektronische vertraging, maar ook deze die het meest in de praktijk wordt toegepast.

12.9 Op-amp's als digitale schakelingen

De schakeling
Een dergelijke vertrager kan met een operationele versterker worden ontworpen volgens het schema van figuur 3/12.9-11.



Figuur 3/12.9-11: Het praktische schema van een vertrager met een operationele versterker.



Figuur 3/12.9-12: De werking van de vertrager grafisch toegelicht.

Ook nu wordt de op-amp ingezet als comparator. De inverterende ingang wordt ingesteld op de helft van de positieve voedingsspanning door middel van de spanningsdeler R2/R3. Tussen de ingang van de schakeling en de niet-inverterende ingang van de op-amp is een RC-netwerkje opgenomen. De weerstand R1 wordt overbrugd door een silicium diode.

De werking van de schakeling wordt toegelicht aan de hand van de grafieken in figuur 3/12.9-12.

Als de ingangsspanning "L" is staat de niet-inverterende ingang van de op-amp op 0 V.
Deze spanning is lager dan de spanning op de inverterende ingang (+5 V), het gevolg is dat de uitgang "L" is. Op tijdstip t1 wordt de ingang "H". Er gaat nu een stroom door de weerstand R1 vloeien, die de condensator C1 langzaam gaat opladen. Op tijdstip t2 wordt de spanning over de condensator gelijk aan +5 V. De comparator klapt om, zijn uitgang wordt "H". De vertraging van de schakeling is dus afhankelijk van de snelheid waarmee de condensator C1 oplaadt tot +5 V. Deze snelheid is uiteraard in te stellen door de waarde van R1 en C1 aan te passen.

Op het moment t3 gaat de ingangsspanning weer naar "L". De diode D1 gaat nu geleiden, met als gevolg dat de condensator C1 onmiddellijk wordt ontladen. De spanning op de niet-inverterende ingang van de op-amp zakt onder de +5 V drempel, de comparator slaat om en de uitgang van de op-amp gaat weer naar "L".

Voordelen van de op-amp schakeling
De schakeling met operationele versterker heeft als groot voordeel dat er absoluut geen sprake is van storingsgevoeligheid. Iets dat van TTL- of CMOS-schakelingen niet gezegd kan worden. Vaak is het bij dergelijke schakelingen

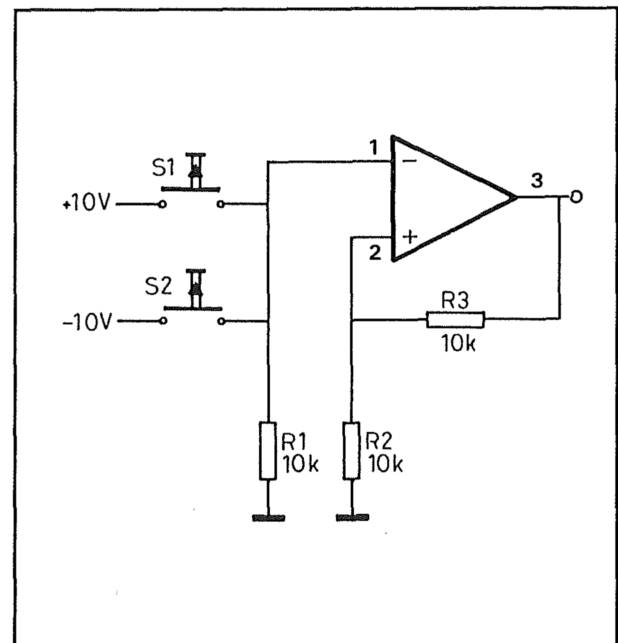
voldoende dat er even een stoorpulsje op de voeding komt om de monostabiele multivibrator te activeren. De vertrager wekt dan een ongewenst pulsje op.
Een ander voordeel is dat de ingangsimpedantie van moderne FET op-amp's zeer groot is. Men kan dan een kleine condensator gebruiken in het vertragingsnetwerk en deze laden met een grote weerstand. Met deze schakeling zijn vertragingstijden tot meer dan een uur te bereiken! Natuurlijk is het dan wel noodzakelijk dat ook de ingangspuls gedurende deze tijd aanwezig blijft.

De op-amp als flip-flop

Inleiding
Flip-flop's zijn er in alle soorten en maten. De meest gebruikte zijn de type-RS, de type-D en de type-JK. De type-RS flip-flop is de meest eenvoudige. Deze schakeling heeft twee ingangen, een Set en een Reset. Legt men aan de Set een smalle puls, dan wordt de Q-uitgang van de flip-flop "H". Deze situatie blijft bestaan tot men een pulsje zet op de Reset. De Q-uitgang van de flip-flop wordt dan "L" en blijft zo tot er weer een pulsje op de Set verschijnt. Ondanks de eenvoud van deze schakeling zijn er tal van toepassingen te bedenken waarbij zo'n schakeling van pas komt. Om maar weer het voorbeeld van het inbraakalarm van stal te halen: een type-RS flipflop kan gebruikt worden om het alarm te resetten.
De Set-puls wordt geleverd door het systeem, nadat een van de alarmmelders onraad heeft bespeurd. De Reset-puls wordt geleverd door de eigenaar van het alarm, die door middel van een impulssleutel het alarm weer uitschakelt.

De op-amp methode
Een type-RS flip-flop kan heel eenvoudig nagemaakt worden met een operationele versterker. Voorwaarde is wel dat de schakeling symmetrisch gevoed wordt en dat de ene puls positief is en de andere negatief kan zijn. De positieve puls kan zonder probleem ergens uit de schakeling afgeleid worden, de negatieve puls kan natuurlijk door een drukknopje rechtstreeks uit de negatieve voedingsspanning van de schakeling afgeleid worden.

Het praktische schema van de schakeling is getekend in figuur 3/12.9-13.



Figuur 3/12.9-13: Het basisschema van de type-RS flip-flop.

De werking van de schakeling wordt toegelicht aan de hand van de grafieken in figuur 3/12.9-14.

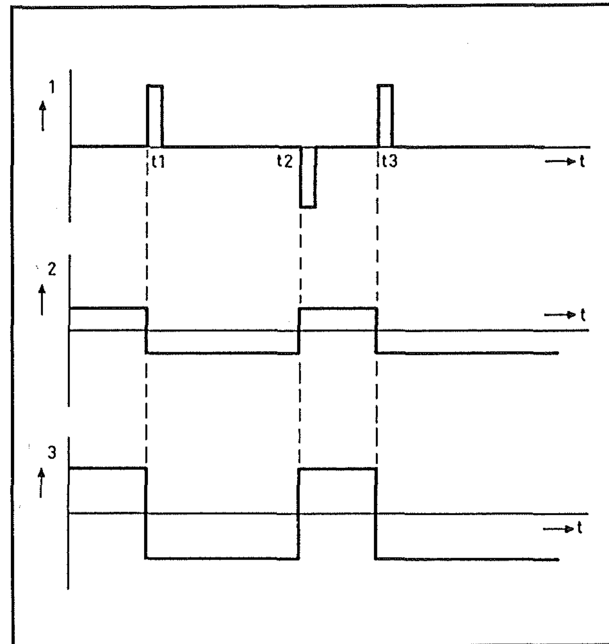
Stel dat na het inschakelen van de voedingsspanning de uitgangsspanning van de op-amp "H" is. De uitgang is via de

spanningsdeler R2/R3 verbonden met de niet-inverterende ingang. Omdat beide weerstanden even groot zijn zal deze ingang worden ingesteld op een spanning van +5 V. De inverterende ingang ligt aan de massa. De spanning op de inverterende ingang is dus lager dan de spanning op de niet-inverterende ingang, het klopt dus dat de uitgang bij het inschakelen van de voeding "H" wordt.

Op tijdstip t1 drukt men op de drukknop S1.
De inverterende ingang wordt nu +10 V, met als gevolg dat deze ingang op een hogere spanning komt te staan dan de niet-inverterende ingang. Het gevolg is dat de uitgangsspanning van de op-amp omschakelt naar de negatieve voedingsspanning.
Ook deze spanning wordt teruggekoppeld naar de niet-inverterende ingang, met als gevolg dat dit punt op een spanning van -5 V komt te staan. Als men de drukknop S1 loslaat, zal er niets veranderen op de uitgang van de schakeling.
De inverterende ingang gaat naar de massa, maar dat is nog steeds positiever dan de -5 V op de andere ingang. De uitgang van de schakeling blijft dus op -10 V staan.

Op tijdstip t2 drukt men op de schakelaar S2. De inverterende ingang komt op -10 V te staan, een meer negatieve spanning dan deze op de niet-inverterende ingang. Het gevolg is dat de op-amp zijn uitgang naar +10 V stuurt. Deze spanning wordt teruggekoppeld. De niet-inverterende ingang komt op +5 V te staan. De schakeling is weer terug in de eerste stabiele toestand.

Besluit: de uitgangsspanning van de schakeling heeft twee stabiele standen, +10 V en -10 V. De schakeling komt in een van de stabiele standen terecht na een korte druk op een van de drukknoppen. De typische werking van een type-RS flip-flop!



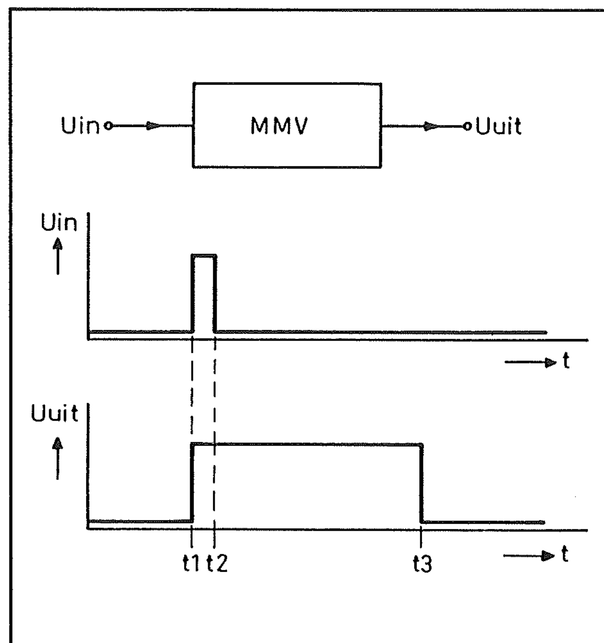
Figuur 3/12.9-14: De werking van de type-RS flipflop grafisch toegelicht.

De op-amp als monostabiele multivibrator

Inleiding

Een monostabiele multivibrator is, zie figuur 3/12.9-15, een schakeling die na het verschijnen van een ingangspuls met willekeurige duur een uitgangspuls genereert waarvan de duur constant is. De pulsbreedte t1-t3 van de uitgangspuls is volledig onafhankelijk van de pulsbreedte t1-t2 van de ingangspuls.
De breedte van de uitgangspuls is in de meeste gevallen in te stellen door een weerstand- of condensator-waarde aan te passen.

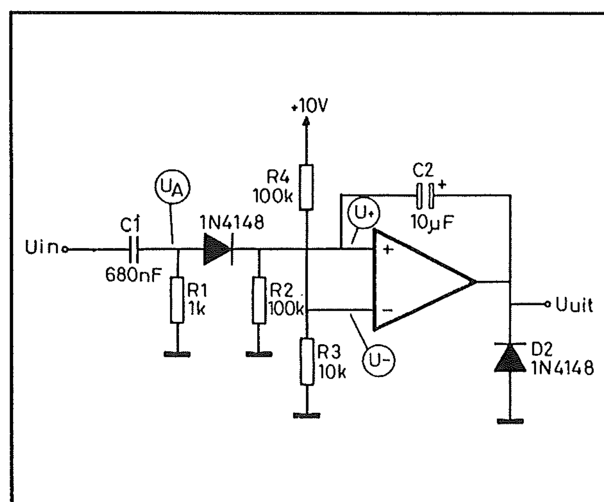
12.9 Op-amp's als digitale schakelingen



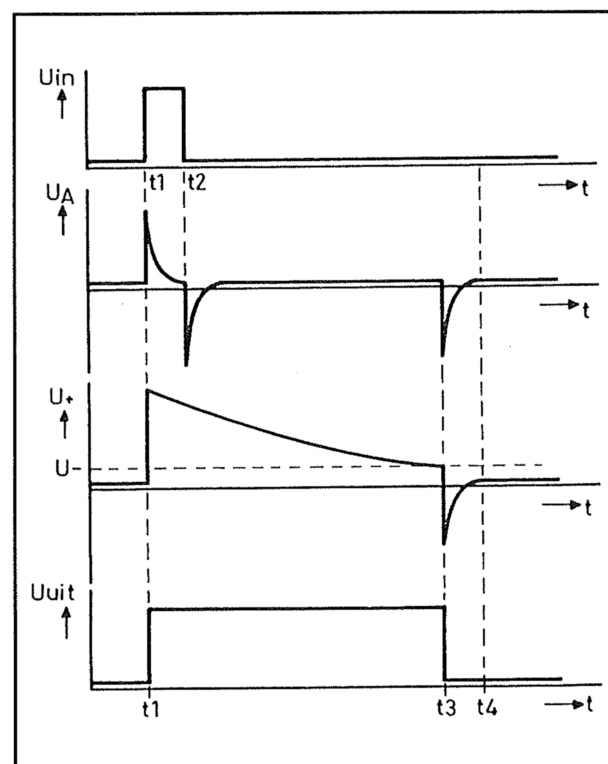
Figuur 3/12.9-15: De principiële werking van een monostabiele multivibrator.

De inverterende ingang wordt ingesteld op een kleine positieve spanning door middel van de spanningsdeler R3/R4. De niet-inverterende ingang gaat via de weerstand R2 rechtstreeks naar de massa en staat dus in rust op 0 V. Het gevolg is dat de uitgang in rust op -0,65 V zal staan, omdat de diode D2 de maximale negatieve uitgangsspanning op deze waarde begrenst.
De niet-inverterende ingang wordt via een C/R/D-netwerkje met de ingang van de schakeling verbonden. Bovendien gaat deze ingang via de condensator C2 ook nog naar de uitgang van de op-amp.

De werking van de schakeling wordt toegelicht aan de hand van de grafieken in figuur 3/12.9-17.



Figuur 3/12.9-16: Het praktische schema van een MMV met een operationele versterker.



Figuur 3/12.9-17: De werking van de monostabiele multivibrator grafisch toegelicht.

De schakeling met een op-amp

Het praktische schema van een MMV met een operationele versterker is getekend in figuur 3/12.9-16.

12.9 Op-amp's als digitale schakelingen

Aan de ingang U_{IN} wordt een smalle positieve puls gelegd.
Deze puls zal door het netwerkje C1/R1 geïntegreerd worden. Dat wil zeggen dat dit netwerkje alleen de snelle veranderingen in het signaal zal doorlaten, dus de voor- en de achterflank. De voorflank wordt omgezet in een zeer smal positief pulsje, de achterflank in een zeer smal negatief pulsje. De diode D1 laat alleen de smalle positieve puls door. Bij het verschijnen van de negatieve puls zal de diode immers sperren.
De smalle positieve puls dringt dus door tot de niet-inverterende ingang van de operationele versterker. Deze puls zorgt ervoor dat de spanning op deze ingang even groter wordt dan de spanning op de inverterende ingang. Het gevolg is dat de comparator, want ook hier wordt de opamp als comparator geschakeld, omklapt en de uitgang "H" wordt.
De condensator C2 vormt echter met de weerstand R2 een integrator voor deze spanningssprong. Omdat deze condensator echter een zeer grote waarde heeft zal niet alleen de smalle voorflank van de puls op de uitgang teruggekoppeld worden naar de niet-inverterende ingang. De condensator C2 laadt op tot de waarde van de positieve uitgangsspanning en zal deze lading slechts zeer langzaam via de weerstand R2 verliezen. Het gevolg is dat de ontlaadstroom die door deze weerstand vloeit over de weerstand een spanning opwekt.
Daardoor zal de niet-inverterende ingang op een positieve spanning blijven staan, ook na het wegvallen van de smalle positieve puls die door C1/R1 was afgeleid van de voorflank van de ingangspuls.
Naarmate de condensator C2 meer ontlaadt zal de ontlaadstroom kleiner worden.
Het gevolg is dat ook de spanningsval over de weerstand R2 steeds kleiner wordt en dus ook de spanning op de niet-inverterende ingang steeds kleiner wordt. Op tijdstip t3 wordt deze spanning gelijk aan de spanning op de inverterende ingang. De comparator klapt om, de uitgang van de schakeling gaat weer naar "L".

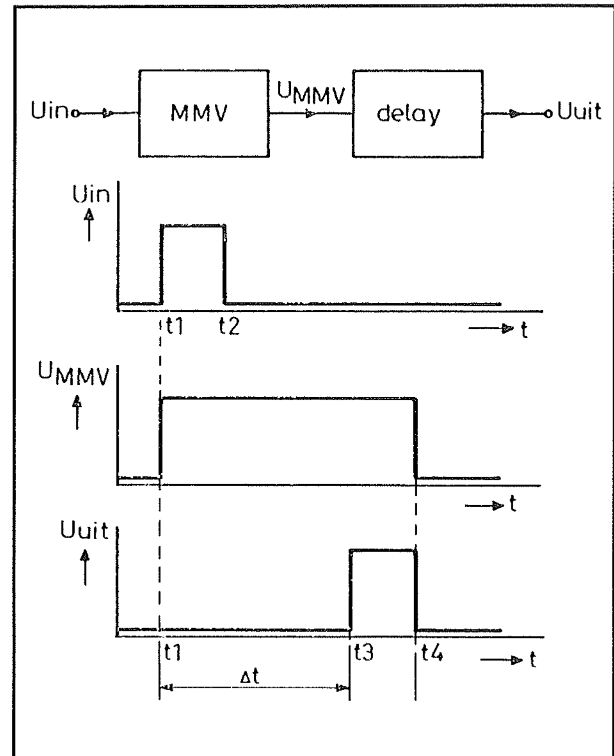
Op de uitgang ontstaat dus een brede puls t1-t3, waarvan de breedte afhankelijk is van de waarde van de weerstand R2 en de condensator C2.

Door het naar "L" gaan van de uitgangsspanning zal de integrator R2/C2 weer geactiveerd worden.
Deze plotselinge negatieve spanningssprong wordt weer doorgekoppeld en belandt op de niet-inverterende ingang. Maar nu gaat de diode D1 geleiden, die ervoor zorgt dat de negatieve lading van C2 snel via de kleine weerstand R1 kan afvloeien naar de massa.
De spanning op de niet-inverterende ingang gaat dus nu heel snel naar 0 V (t4). Op dat moment is de schakeling klaar voor het ontvangen van een nieuwe ingangspuls.

Toepassing
Een typische toepassing van een monostabiele multivibrator is getekend in figuur 3/12.9-18. In deze schakeling werkt de monostabiele multivibrator samen met de in een vorige subhoofdstuk besproken vertrager. Met deze schakeling kan men een ingangspuls over een bepaalde tijd Δt vertragen. Het unieke van deze schakeling is dat de ingangspuls reeds verdwenen kan zijn alvorens de uitgangspuls wordt opgewekt. De vertragingstijd kan dus groter zijn dan de duur van de ingangspuls!

12.9 Op-amp's als digitale schakelingen

De werking van de schakeling zal duidelijk zijn. Met behulp van de monostabiele multivibrator wordt de ingangspuls omgezet in een veel bredere puls U_{MMV}. Nadien wordt de voorflank van deze puls vertraagd door de delay. Door een juiste keuze van de tijdvertragende onderdelen kan men ervoor zorgen dat de uitgangspuls dezelfde breedte heeft als de ingangspuls.



Figuur 3/12.9-18: Een combinatie van een MMV en een delay.

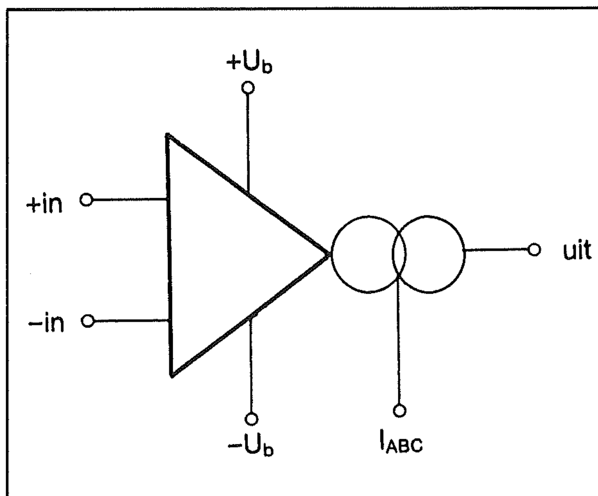
12.9 Op-amp's als digitale schakelingen

3/12.10
Theorie en praktijk van OTA's

Inleiding

Kennismaking

De OTA, de "Operational Transconductance Amplifier", behoort tot de familie der operationele versterkers. In grote lijnen heeft een OTA dezelfde eigenschappen als een gewone op-amp.
Twee ingangen, één uitgang, twee voedingsaansluitingen en een symbool dat in grote lijnen op dat van een gewone op-amp lijkt. Dat symbool is getekend in figuur 3/12.10-1.



Figuur 3/12.10-1: Het symbool van een OTA.

Het voornaamste schakeltechnische verschil tussen een gewone operationele versterker en een OTA is een stroombron, die in serie staat tussen de uitgang van de operationele versterker en de uitgang van de schakeling. Deze stroombron heeft een stuuringang I_{ABC}, hetgeen er op wijst dat deze stroombron programmeerbaar is.
De OTA levert dus een stroom aan de belasting, dit in tegenstelling tot een operationele versterker, die een uitgangsspanning aflevert. En net zoals een operationele versterker zowel positieve als negatieve uitgangsspanningen kan leveren, kan een OTA positieve en negatieve stromen leveren.

Source en sink

Als de OTA een positieve stroom levert, zal de stroom vanuit de uitgang van de OTA naar de belasting vloeien. Men spreekt in dit geval van een "current source", een stroombron. Als de OTA een negatieve stroom levert, dan zal de uitgang van de schakeling stroom vragen van de belasting. Men spreekt in dit geval van een "current sink", letterlijk vertaald een stroom gootsteen.

De grootte van de uitgangsstroom

De grootte van de uitgangsstroom hangt van een aantal factoren af:
- Het spanningsverschil tussen beide ingangen
  Hoe groter dit spanningsverschil, hoe groter de stroom die de OTA levert. De

12.10 Theorie en praktijk van OTA's

richting van de stroom wordt bepaald door de polariteit van de ingangsspanningen.
Is de spanning op de niet-inverterende ingang groter dan de spanning op de inverterende ingang, dan zal de OTA een stroom aan de belasting leveren. In het omgekeerde geval zal de schakeling een stroom van de belasting opnemen.

- De "Amplifier Bias Control"-stroom
  De uitgangsstroom wordt ook bepaald door de grootte van de I_{ABC}, de "Amplifier Bias Control"-stroom. Dat is logisch, want deze stuuringang werkt rechtstreeks in op de stroombron in de uitgangskring van de schakeling.
- Een constante factor
  De uitgangsstroom wordt ook nog bepaald door een constante factor, die bij vele OTA's (maar niet bij alle!) gelijk is aan 19,2.

Het verband tussen deze drie factoren kan als volgt in formule-vorm worden voorgesteld:

$$I_{uit} = X \cdot I_{ABC} \cdot \Delta U_{in}$$

De transconductantie
De transconductantie van een OTA is een belangrijke eigenschap van de schakeling. Deze specificatie, die wordt voorgesteld door g_m, is gelijk aan het product van de reeds genoemde constante factor X en de I_{ABC}. In formule-vorm:

$$g_m = X \cdot I_{ABC}$$

De transconductantie noemt men in het Nederlands de geleidingsoverdracht of steilheid van de schakeling. Deze factor wordt uitgedrukt in Mho (de omgekeerde Ω, dus 1/Ω of Ω^{-1}) of in Siemens, S.

De uitgangsstroom kan ook voorgesteld worden door de uitdrukking:

$$I_{uit} = g_m \cdot \Delta U_{in}$$

Uit de formule voor g_m mag men overigens niet afleiden dat het verband tussen g_m en I_{uit} over een onbeperkt bereik lineair is.
Een belangrijke eigenschap van iedere OTA is het aantal decaden in g_m-variatie, waarbinnen dit lineaire bereik geldig is. Voor een populaire OTA als de CA 3080 van RCA geldt dit lineaire bereik over drie decaden.

De uitgangsimpedantie
Een ander belangrijk verschil tussen een OTA en een gewone operationele versterker is de uitgangsimpedantie. Bij een gewone op-amp streeft men er naar de uitgangsimpedantie zo laag mogelijk te maken. Een OTA is echter een stroombron en een stroombron heeft per definitie een zeer hoge inwendige weerstand. De uitgangsimpedantie van een OTA is niet konstant, maar afhankelijk van de uitgangsstroom die geleverd wordt.

Bij de reeds genoemde CA 3080 wordt het verband tussen g_m en I_{ABC} gegeven door de factor 19,2.
Een stuurstroom van 10 μA heeft dus een g_m van 192 μS tot gevolg. Bij deze transconductantie zal de uitgangsimpedantie van de schakeling gelijk zijn aan niet minder dan 700 MΩ! Bij een stuurstroom van 1 mA wordt de waarde van g_m gelijk aan 19,2 mS en daalt de uitgangsimpedantie van de OTA tot 7 MΩ.

Uit deze eigenschap kan men afleiden dat men zeer voorzichtig moet omgaan met de uitgang van een OTA. De zeer hoge impedantie op dat punt kan in de praktijk tot grote problemen leiden. Zo zal het duidelijk zijn dat de uitgang van een OTA

12.10 Theorie en praktijk van OTA's

zeer gevoelig is voor het oppikken van stoorsignalen zoals brom. In de meeste gevallen moet men dan ook de uitgang van de OTA zo dicht mogelijk bij de uitgangspen afsluiten met een bufferversterker, die de uitgangsimpedantie van de schakeling reduceert of de uitgangsstroom omzet in een uitgangsspanning.
Er zijn zogenoemde "tweede generatie"-OTA's ontwikkeld, die een ingebouwde spanningsbuffer hebben.

Samenvatting
Aan de hand van de bespreking van de eigenschappen van een OTA kan men de werking van de schakeling als volgt samenvatten. Een OTA is een schakeling die een stroom levert aan de belasting, waarvan de waarde afhankelijk is van het spanningsverschil tussen beide ingangen en van de grootte van een stuurstroom I_{ABC}.

Spanningen op de ingangen
Een derde verschil tussen een gewone operationele versterker en een OTA is het gedrag van de ingangen. Bij een gewone op-amp hebben de ingangen een zo hoog mogelijke impedantie en kan men rustig (bij sommige toepassingen) spanningsverschillen van verschillende volt tussen de ingangen zetten. Een OTA heeft echter tamelijk laagohmige ingangen en bovendien ***mag men niet meer dan 20 mV spanningsverschil tussen de twee ingangen aanbrengen.***
Dat betekent dat men in de meeste gevallen zal moeten werken met zeer laagohmige spanningsdelers aan de ingangen, die de te verwerken spanningen eerst tot het mV-bereik terug brengen.

Een tweede belangrijke eigenschap van de ingangen van OTA's is dat de ingangsimpedantie in grote mate afhankelijk is van de waarde van de stuurstroom I_{ABC}. Voor een CA 3080 varieert de ingangsimpedantie bijvoorbeeld tussen 10 MΩ en 10 kΩ voor een I_{ABC} tussen 100 nA en 1 mA.

Toepassingen van OTA's
In eerste instantie lijken OTA's helemaal niet zo'n interessante onderdelen. Wat heeft men immers aan schakelingen die nauwelijks aangestuurd kunnen worden en die bovendien een zeer hoge uitgangsimpedantie hebben? Voor een heleboel toepassingen heeft men inderdaad niets aan een OTA. Maar er zijn net zoveel toepassingen waarvoor die bijzondere eigenschappen zeer waardevol zijn. Sterker nog, dat zijn toepassingen die zonder gebruik te maken van een OTA maar heel moeilijk te realiseren zijn.

Een paar voorbeelden waar OTA's op hun plaats zijn:
- spanningsgestuurde versterkers;
- spanningsgestuurde filters;
- spanningsgestuurde oscillatoren;
- analoge vermenigvuldigers;
- driehoek naar sinus omzetters;
- sample and hold schakelingen;
- amplitude-modulatoren.

Allemaal analoge basisschakelingen, die in de moderne analoge elektronica vaak gebruikt worden.

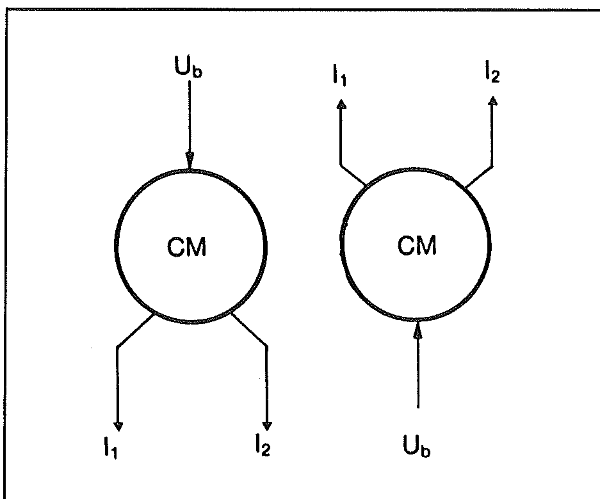
Bespreking van de werking van OTA's

Inleiding
Voor het in de praktijk kunnen werken met een OTA heeft men een inzicht nodig in de werking van de schakeling. In dit

subhoofdstuk zal daarom vrij diepgaand worden ingegaan op de manier waarop men OTA's ontwerpt. Een van de basisschakelingen die gebruikt worden is een stroomspiegel. Vandaar wordt deze theoretische bespreking dan ook begonnen met het verklaren van het begrip "stroomspiegel".

De stroomspiegel

Een stroomspiegel, in het Engels "current mirror" genoemd, is een schakeling die een bepaalde extern vastgestelde stroom I_1 op de ingang aangeboden krijgt en op de uitgang een even grote tweede stroom I_2 opwekt. Deze tweede stroom staat echter helemaal los van de eerste stroom en kan naar een willekeurig punt van een schakeling gevoerd worden, zonder dat de ingangsstroom daardoor beïnvloed wordt. Men zou een stroomspiegel dus een stroomtrafo kunnen noemen met een 1 op 1 verhouding tussen primaire en secundaire kant.



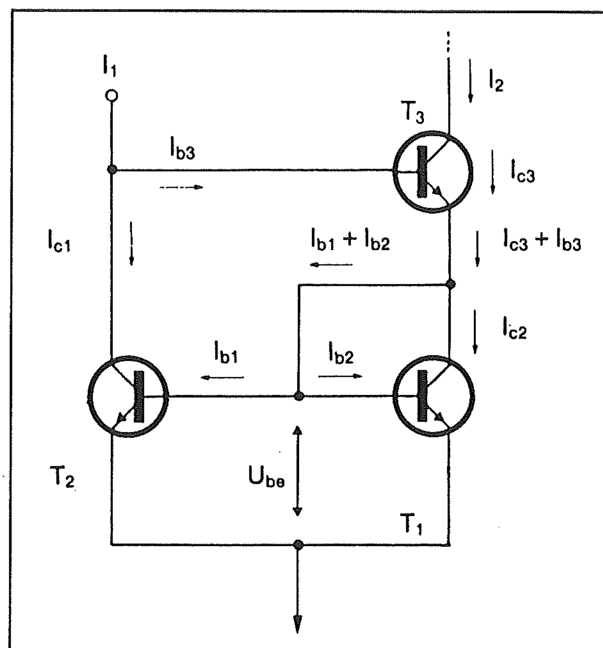
Figuur 3/12.10-2: Het symbool van een stroomspiegel.

Het symbool van een stroomspiegel is voorgesteld in figuur 3/12.10-2.

Uit het feit dat er twee symbolen bestaan kan men afleiden dat er stroomspiegels bestaan die stromen sourcen en stroomspiegels bestaan die stromen sinken. Wél geldt steeds dat de in- en de uitgangsstromen in dezelfde richting vloeien: dus van de stroomspiegel naar de buitenwereld of van de buitenwereld naar de stroomspiegel.

Basisschakeling van een stroomspiegel

De basisschakeling van een stroomspiegel is getekend in figuur 3/12.10-3.



Figuur 3/12.10-3: De basisschakeling van een stroomspiegel.

De drie transistoren worden verondersteld volledig identieke eigenschappen te hebben, hetgeen met de moderne integratie-technieken niet zo'n groot praktisch probleem is.

De werking van de schakeling berust op het feit dat er een bepaald verband bestaat tussen de basis/emitter-spanning van een

12.10 Theorie en praktijk van OTA's

transistor en de collectorstroom. Dat verband is exponentieel en kan als volgt in formulevorm uitgedrukt worden:

$I_c = cte \cdot e^{Ube \cdot Ut}$

In deze formule is:

- I_c de collectorstroom van de transistor;
- cte een constante factor, die afhankelijk is van de materiaal-eigenschappen van de transistor;
- Ube de basis/emitter-spanning;
- Ut een spanning waarvan de grootte bepaald wordt door de temperatuur van de halfgeleider.

Als twee transistoren uit hetzelfde materiaal gemaakt zijn en op dezelfde temperatuur staan, dan zijn de factoren cte en Ut identiek. Men kan dus besluiten dat als men aan identieke transistoren gelijke U_{be}-spanningen aanlegt er gelijke collectorstromen zullen vloeien.

Aan de hand van deze wetenschap kan men met enige eenvoudige formules aantonen dat de stromen I_1 en I_2 identiek zijn.
In het schema van figuur 3/12.10-3 hebben de transistoren T1 en T2 identieke basis/emitter-spanningen. Men kan dus aannemen dat de twee collectorstromen even groot zijn:

$I_{c1} = I_{c2}$

Vervolgens kan men in het schema een aantal stroomvergelijkingen opstellen aan de hand van de Wet van Kirchoff. Deze wet zegt dat de som van de stromen die naar één punt vloeien gelijk is aan de som van de stromen die uit dat punt wegvloeien.
Dus:

$I_{c1} = I_1 - I_{b3}$

$I_{c2} = I_{c3} + I_{b3} - I_{b1} - I_{b2}$

$I_{c3} = I_2$

Omdat:

$I_{c1} = I_{c2}$

kan men deze formules vereenvoudigen tot:

$I_1 - I_{b3} = I_2 + I_{b3} - I_{b1} - I_{b2}$

Vanwege de identieke eigenschappen van alle drie de transistoren kan men de basisstromen aan elkaar gelijk stellen:

$I_{b1} = I_{b2} = I_{b3}$

De formule kan dan nog meer vereenvoudigd worden tot:

$I_1 - I_b = I_2 + I_b - I_b - I_b$

of:

$I_1 - I_b = I_2 - I_b$

of:

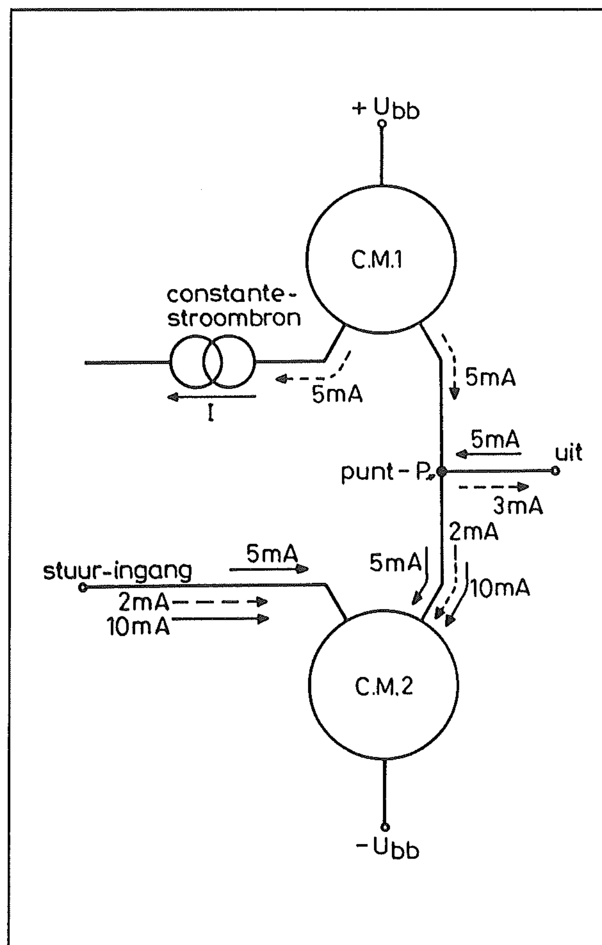
$I_1 = I_2$

Waarmee bewezen wordt dat de basisschakeling van een OTA, de stroomspiegel, voldoet aan de gestelde eigenschap van stroomtransformatie met een verhouding van 1 op 1.

Twee gecombineerde stroomspiegels

In figuur 3/12.10-4 zijn twee stroomspiegels in serie geschakeld. De bovenste CM1 is een stroom-source, de onderste CM2 is een stroom-sink. Men kan nu gemakkelijk aantonen dat het met deze schakeling mogelijk is een stuurstroom die in één richting vloeit om te zetten in een uitgangsstroom die in twee richtingen kan vloeien. Dat komt al aardig in de buurt van de voornaamste eigenschap van een OTA!
De ingang van CM1 is aangesloten op een constante stroombron, die een stroom van 5 mA levert. De onderste stroomspiegel wordt gestuurd door een externe stroom, die kan variëren tussen 0 en 10 mA. Als deze stuurstroom 0 mA bedraagt, dan levert de onderste stroomspiegel geen stroom. De uitgangsstroom van de bovenste spiegel, 5 mA, kan dan alleen afvloeien naar de uitgang.

12.10 Theorie en praktijk van OTA's



Figuur 3/12.10-4: Twee stroomspiegels vormen de basis van het interne schema van een OTA.

Als de stuurstroom wordt ingesteld op 2 mA trekt CM2 ook een stroom van 2 mA in de uitgang. De stroom van de bovenste spiegel splitst zich dan in twee delen. Van de 5 mA vloeit 2 mA af naar de onderste stroomspiegel en 3 mA via de uitgang naar de belasting.
Stelt men de stuurstroom in op 10 mA, dan zal de onderste stroomspiegel 10 mA uit de buitenwereld trekken. Van deze 10 mA wordt 5 mA geleverd door de bovenste stroomspiegel. De ontbrekende 5 mA moet geleverd worden door de op de schakeling aangesloten belasting.

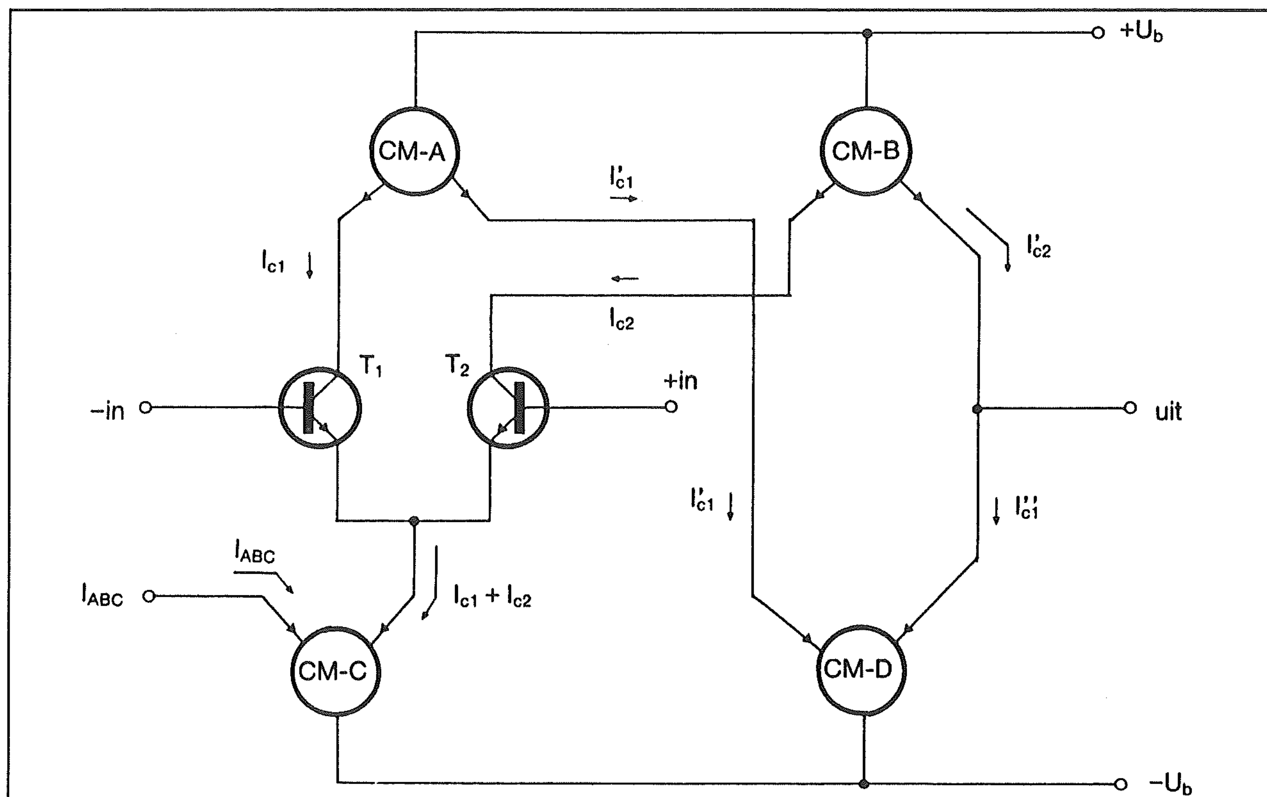
Als men dus de stuurstroom langzaam varieert van 0 mA naar 10 mA, dan zal de uitgang van de schakeling eerst een stroom van 5 mA leveren. Naarmate de stuurstroom stijgt zal de uitgangsstroom afnemen. Als de stuurstroom gelijk is aan 5 mA is de uitgang volledig stroomloos. Nadien gaat de uitgang geen stroom meer leveren, maar stroom opeisen van de belasting. In het uiterste geval (stuurstroom 10 mA) trekt de uitgang 5 mA vanuit de belasting.

Het basisschema van een OTA
In figuur 3/12.10-5 is het basisschema van een OTA getekend.

De twee ingangen "-in" en "+in" gaan, net zoals bij een gewone operationele versterker, naar de twee basissen van een verschilversterker. Transistor T1 stuurt de ingang van de stroomspiegel CM-A, transistor T2 stuurt de ingang van CM-B.
CM-A levert op zijn beurt de ingangsstroom voor de stroomspiegel CM-D. Deze vormt, samen met CM-B, het reeds beschreven systeem dat zowel positieve als negatieve uitgangsstromen kan leveren.
De stuuringang I_{ABC} van de OTA levert de ingangsstroom voor de vierde stroomspiegel CM-C, waaruit de OTA bestaat.

De werking van de schakeling kan als volgt worden samengevat. De stuurstroom I_{ABC} legt de grootte van de somstroom van de beide ingangstransistoren vast. Deze somstroom verdeelt zich tussen de twee ingangstransistoren. De verdeling is afhankelijk van de spanningsverhouding tussen beide ingangen. Staan beide ingangen op dezelfde spanning, dan zal de stroom zich keurig in twee even grote delen splitsen. De collectorstromen zijn dan aan elkaar gelijk.

12.10 Theorie en praktijk van OTA's



Figuur 3/12.10-5: Het basisschema van een OTA.

Het is gemakkelijk in te zien dat in dit specifieke geval de volgende stroomgelijkheden in de schakeling gelden:

$I_{c1} = I'_{c1} = I''_{c1}$

en:

$I_{c1} = I_{c2} = I'_{c2}$

Uit deze beide vergelijkingen kan men afleiden dat:

$I''_{c1} = I'_{c2}$

Besluit: als beide ingangsspanningen even groot zijn, dan wordt de door stroomspiegel CM-B geleverde stroom volledig opgenomen door stroomspiegel CM-D.

Deze situatie verandert als er een spanningsverschil ontstaat tussen beide ingangen. Stel dat de niet-inverterende ingang positiever wordt dan de inverterende ingang. De collectorstroom van T2 wordt dan groter dan deze van T1. Het gevolg is dat I'_{c2} groter wordt dan I''_{c1}. De stroomspiegel CM-B levert meer stroom dan de stroomspiegel CM-D kan opnemen en het restant van de stroom vloeit af naar de belasting van de OTA.

Op dezelfde manier kan men aantonen dat in het omgekeerde geval (spanning op niet-inverterende ingang kleiner dan spanning op inverterende ingang) de stroomspiegel CM-D meer stroom vraagt dan stroomspiegel CM-B kan leveren. De schakeling vraagt dan een stroom van de belasting.

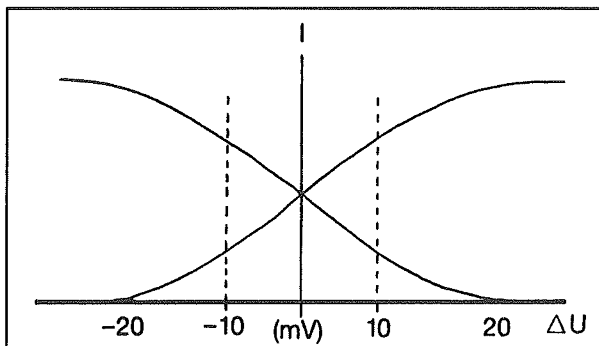
Besluit

De conclusie van deze werkingsbespreking is dat de gestelde formule, die het verband geeft tussen de uitgangsstroom, het spanningsverschil tussen de ingangen en de stroom I_{ABC} klopt.

12.10 Theorie en praktijk van OTA's

De ingangstrap

Zoals uit het voorgaande volgt, berust de werking van de schakeling op de verdeling van de stroom, die door CM-C wordt geleverd, tussen T1 en T2.



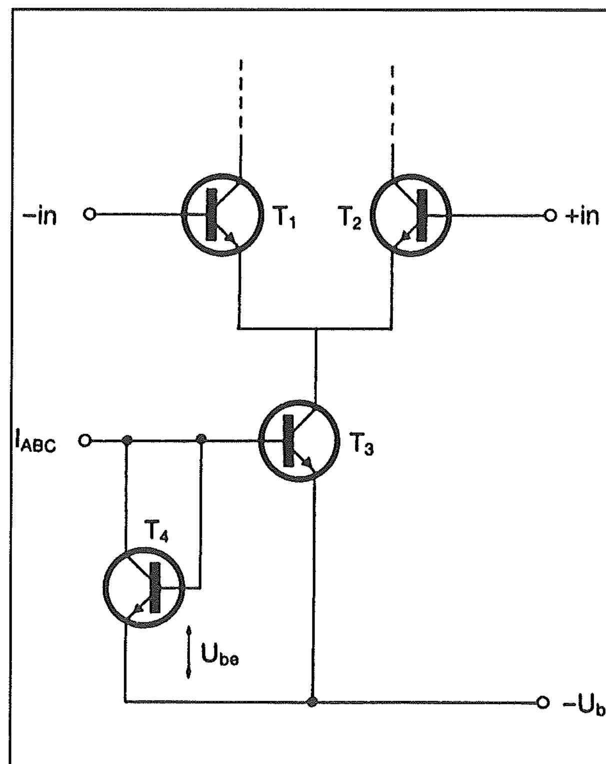
Figuur 3/12.10-6: De stroomverdeling tussen beide ingangstransistoren in functie van het spanningsverschil.

In de grafiek van figuur 3/12.10-6 is deze stroomverdeling grafisch weergegeven in functie van het spanningsverschil tussen beide ingangen. Als het spanningsverschil 0 V is, zal de stroom zich keurig in twee even grote delen verdelen. Naarmate het spanningsverschil tussen beide ingangen stijgt, zal een van de collectorstromen steeds dichter bij nul komen en de tweede uiteraard steeds dichter bij de maximale waarde I_{ABC}. Deze grenswaarden worden reeds bij een spanningsverschil van ongeveer 20 mV bereikt!

Uit de grafiek kan verder afgeleid worden, dat er maar een klein gebied rond de nul bestaat, waar het verband tussen het spanningsverschil en de stroomverdeling lineair is. Dit gebied is niet groter dan ongeveer +/-10 mV. Vandaar dat reeds eerder werd gesteld, dat het spanningsverschil tussen beide ingangen beperkt moet worden tot maximaal 20 mV.

De stroomspiegel CM-C

De stroomspiegel CM-C vormt de basis van het schema van een OTA. Deze stroomspiegel bepaalt immers hoe de stuurstroom I_{ABC} in het IC verwerkt wordt. Om in de praktijk met een OTA te kunnen werken is het noodzakelijk enig inzicht te hebben in de manier waarop deze stroomspiegel is samengesteld. Het praktische schema is getekend in figuur 3/12.10-7.



Figuur 3/12.10-7: Het praktische schema van de stroomspiegel CM-C.

Tussen de negatieve voedingsaansluiting van het IC en de I_{ABC}-ingang staat de als diode geschakelde transistor T4. Over een geleidende diode valt een spanning van ongeveer 0,65 V. De spanning op de stuuringang van de OTA staat dus steeds op een spanning die slechts 0,65 V positiever is dan de negatieve voedingsspanning! Als de OTA gevoed wordt uit een symmetri-

sche voeding van +/-12 V, zal de I_{ABC}-ingang op een spanning staan van ongeveer -11,35 V.

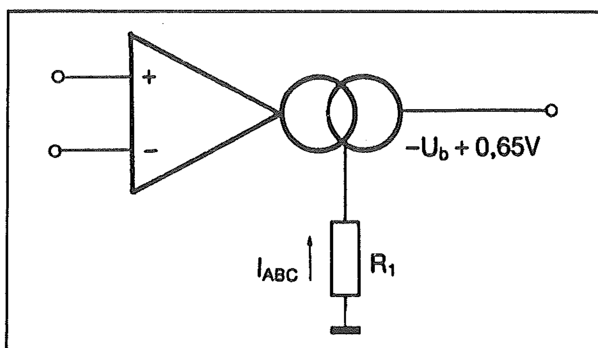
Het zal duidelijk zijn dat dit een zeer belangrijk gegeven is, waar men bij het ontwerpen van OTA-schakelingen terdege rekening mee moet houden. Ook zal het duidelijk zijn dat men het IC heel snel kan beschadigen door een te grote stroom in de I_{ABC}-ingang te sturen. De als diode geschakelde transistor gaat dan stuk. Men mag ook nooit rechtstreeks een spanning op deze ingang zetten! De lage impedantie van de geleidende diode trekt dan een zeer grote stroom en de chip van de OTA smelt.

Het opwekken van I_{ABC}

Inleiding

De grootte van de stuurstroom I_{ABC} bepaalt de werking van een OTA in belangrijke mate. Aan het opwekken van deze stroom moet dan ook de nodige aandacht worden besteed.

Er bestaan verschillende systemen voor, van eenvoudig tot ingewikkeld. In de volgende paragrafen zullen deze systemen een na een in het kort besproken worden.



Figuur 3/12.10-8: Het instellen van de stuurstroom op een vaste waarde.

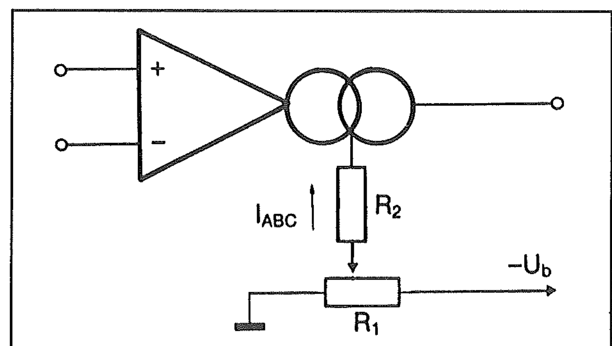
Instellen van I_{ABC} op een vaste waarde

Het meest eenvoudige systeem voor het instellen van de stuurstroom is een weerstand aan te brengen tussen de massa en de I_{ABC}-ingang. Dit schema is getekend in figuur 3/12.10-8.

Over de weerstand staat een spanning die 0,65 V kleiner is dan de negatieve voedingsspanning. Aan de hand van deze wetenschap en de gewenste I_{ABC} kan men de waarde van de weerstand berekenen.

Instellen van I_{ABC} met een potentiometer

Met het in figuur 3/12.10-9 getekende schema kan men de stuurstroom instelbaar maken.



Figuur 3/12.10-9: Het instellen van de stuurstroom met een potentiometer.

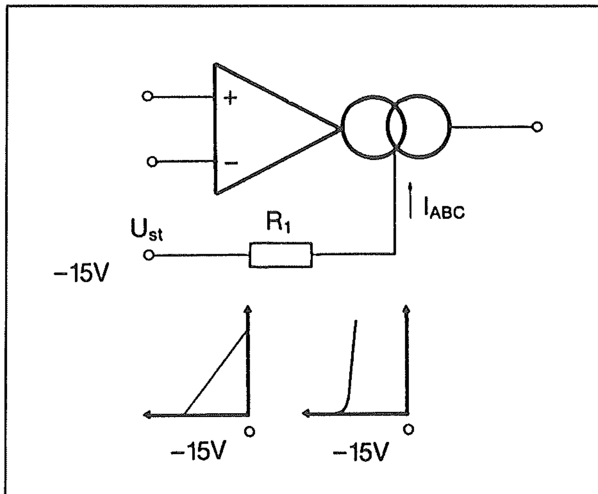
Staat de loper van de potentiometer aan de -Ub-kant, dan is de stuurstroom uiteraard gelijk aan nul. De transconductantie van de OTA is dan ook nul, met als gevolg ook de uitgangsstroom. Naarmate men de loper naar de massa-kant verplaatst neemt de stuurstroom toe en daarmee ook de uitgangsstroom van de OTA.

Instellen van de I_{ABC} met een stuurspanning

In de meeste schakelingen waar "iets" geregeld moet worden zal een stuurspan-

12.10 Theorie en praktijk van OTA's

ning beschikbaar zijn. Men kan deze stuurspanning volgens het schema van figuur 3/12.10-10 omzetten in een stuurstroom voor de OTA.



Figuur 3/12.10-10: Het omzetten van een externe stuurspanning in een stuurstroom.

De waarde van de stuurspanning moet liggen tussen de waarde van de negatieve voedingsspanning en de massa. De waarde van de weerstand wordt berekend aan de hand van de minimale waarde van de stuurspanning en de maximale waarde van de gewenste I_{ABC}. Bij het werken met dit systeem mag men niet vergeten dat tussen de I_{ABC}-ingang en de negatieve voeding intern een diode staat. De spanning op de linker aansluiting van de weerstand verloopt lineair van 0 naar -15 V. De spanning op de rechter aansluiting van de weerstand verloopt echter van -15 naar -14,35 V! Dit uiteraard als men de schakeling voedt met een spanning van +/-15 V. Als de externe stuurspanning dus in de buurt van de negatieve voedingsspanning zit, zal er geen lineair verband bestaan tussen de spanning en de stroom. Voor sommige toepassingen is dat zeer vervelend, zo niet ontoelaatbaar.

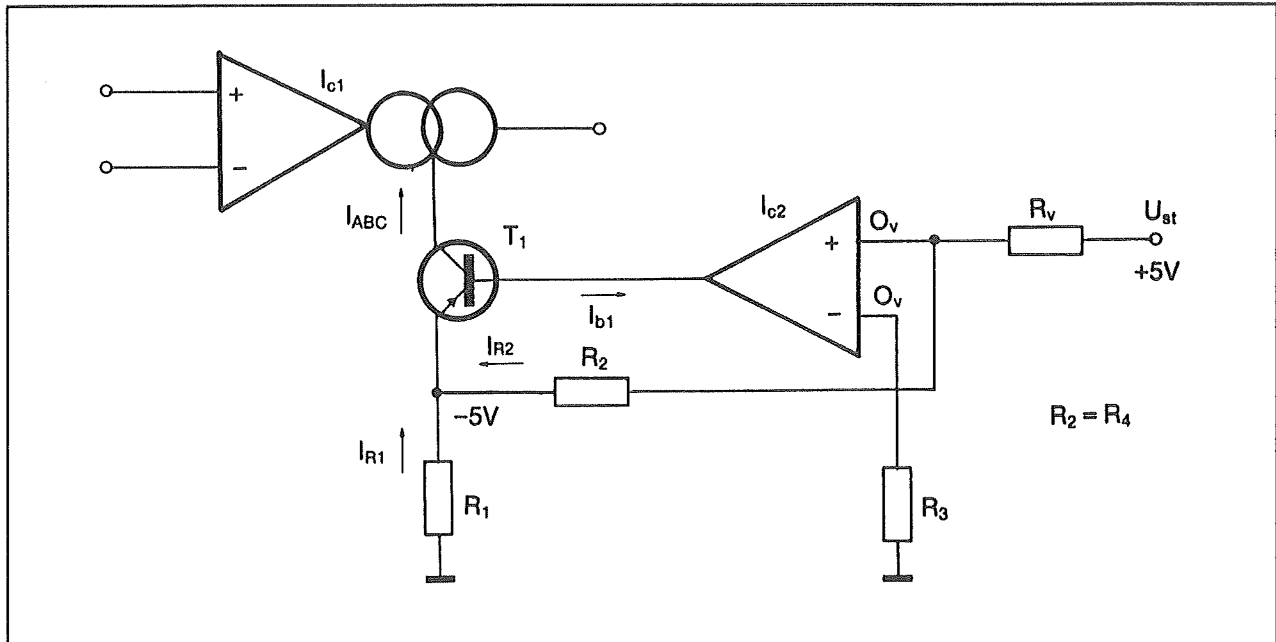
De waarde van de stroom I_{ABC} wordt gegeven door de uitdrukking:
$\mathbf{I_{ABC} = [U_b - 0{,}65\ V - U_{stuur}] / R1}$

Instellen van de I_{ABC} met een stroombron

Het beste systeem voor het regelen van de stuurstroom van de OTA is getekend in figuur 3/12.10-11.

Bij deze methode wordt uitgegaan van een spanningsgestuurde stroombron. De I_{ABC}-ingang wordt gevoed door de transistor T1. In de emitter van deze transistor staat een stroomsensorweerstand R1. De spanning over deze weerstand wordt door een operationele versterker vergeleken met de externe stuurspanning U_{st}.
De werking van de schakeling is als volgt. De inverterende ingang van de operationele versterker wordt via de weerstand R3 ingesteld op 0 V. De operationele versterker zal er naar streven de spanning op de niet-inverterende ingang ook op 0 V in te stellen.
De externe stuurspanning, in het voorbeeld +5 V, stuurt door de weerstand Rv een bepaalde stroom. Deze stroom kan alleen via de weerstand R2 afvloeien. De ingang van de operationele versterker heeft immers een zeer hoge weerstand. Over de weerstand R2 valt dezelfde spanning als over de weerstand Rv. Het gevolg is dat de emitter van de transistor op een spanning van -5 V staat.
De stroom I_{R1} door de emitterweerstand wordt dus alleen bepaald door de waarde van die weerstand en door de grootte van de stuurspanning. In formulevorm:
$\mathbf{I_{ABC} = U_{stuur} / R1}$
Als men de waarde van de basisstroom verwaarloost (hetgeen bij moderne transistoren met een hoge versterkingsfactor zonder meer mag) is I_{R1} gelijk aan I_{ABC}.

12.10 Theorie en praktijk van OTA's



Figuur 3/12.10-11: Het instellen van de I_{ABC} met behulp van een stroombron.

Het voordeel van deze schakeling is dus dat er een absoluut lineair verband bestaat tussen de waarde van de externe stuurspanning en de waarde van de stuurstroom I_{ABC}. Deze schakeling is dan ook de beste die men kan bedenken voor het door middel van een stuurspanning regelen van de eigenschappen van de OTA.

De uitgangsschakelingen

Inleiding

Zoals reeds beschreven levert de OTA een stroom aan de belasting of trekt een stroom uit de belasting. In de meeste praktische toepassingen kan men echter niet erg veel beginnen met een stroom. De meeste schakelingen wensen nu eenmaal aangestuurd te worden met een spanning in plaats van met een stroom. Vandaar dat men de uitgang van de OTA moet afsluiten met een schakeling, die de stroom omzet in een spanning.

In de meeste gevallen zal deze schakeling ook iets moeten doen aan de uitzonderlijk hoge uitgangsimpedantie van de OTA. Ook voor dit probleem bestaan verschillende oplossingen, die in de volgende paragrafen in het kort worden beschreven.

Afsluiten met een weerstand

De meest eenvoudige oplossing is uiteraard, zoals getekend in figuur 3/12.10-12, de OTA afsluiten met een weerstand naar de massa.

De uitgangsstroom van de OTA vloeit af door de weerstand en bouwt over dit onderdeel een spanning op. De waarde van de uitgangsspanning is gelijk aan:

$\mathbf{U_{uit} = I_{uit} \cdot R2}$

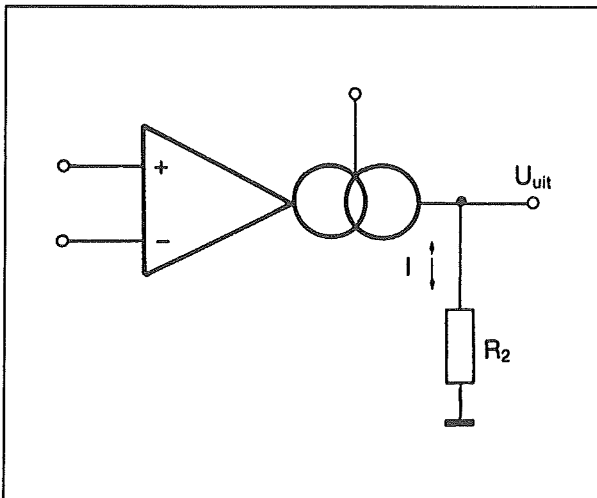
Vult men deze uitdrukking in in de formule die de overdrachtsverhouding van de OTA definieert, dan ontstaat:

$\mathbf{U_{uit} = X \cdot I_{ABC} \cdot \Delta U_{in} \cdot R2}$

Aan de hand van deze uitdrukking kan men de spanningsversterking van de OTA bepalen. De spanningsversterking A_v is

immers de verhouding tussen de uitgangsspanning en de ingangsspanning van een schakeling.
In dit geval is:
$A_v = U_{uit} / U_{in}$
$A_v = X \cdot I_{ABC} \cdot R2$
In deze formule moet men de waarde van de stroom in mA en de waarde van de weerstand in kΩ invullen.

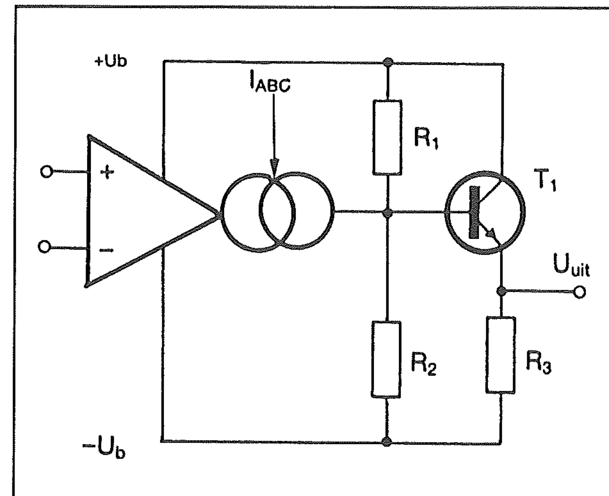
Zoals de meeste eenvoudige schakelingen heeft ook deze een belangrijk nadeel. Als de schakeling rond de OTA belast wordt met een tweede schakeling zal deze de uitgang van de OTA beïnvloeden. De ingangsimpedantie van deze schakeling staat immers parallel aan de belastingsweerstand R2 van de OTA. De uitgangsstroom van de OTA gaat nu gedeeltelijk afvloeien via deze ingangsimpedantie, met als gevolg dat de versterking daalt.



Figuur 3/12.10-12: Het afsluiten van de uitgang van de OTA met een weerstand.

Afsluiten met een emittervolger

De bezwaren tegen het afsluiten met een weerstand kunnen opgevangen worden door een emittervolger aan de uitgang te koppelen. Een dergelijk schema is getekend in figuur 3/12.10-13.



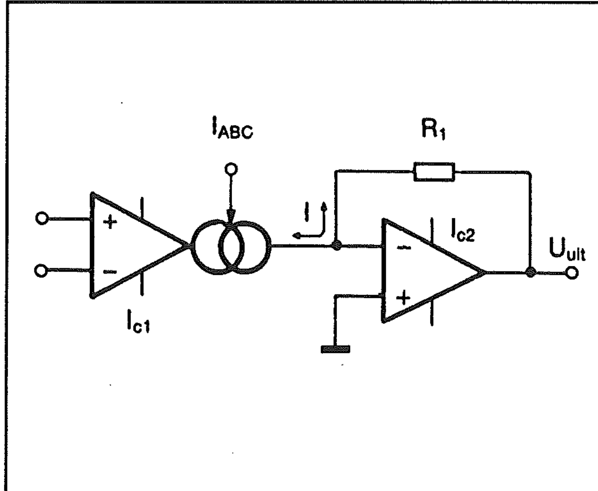
Figuur 3/12.10-13: Het afsluiten van een OTA met een emittervolger.

De twee weerstanden R1 en R2 vormen de primaire belasting van de OTA. De spanning die op het knooppunt van beide weerstanden ontstaat stelt de basis van de transistor op een bepaalde spanning in. Deze spanning wordt door de transistorwerking overgezet naar de emitter. Over R3 staat een uitgangsspanning, die met een vrij lage impedantie ter beschikking staat van de volgende schakeling(en).
Hoewel deze schakeling al veel beter is dan deze met een enkelvoudige weerstand, is zij toch niet geschikt voor nauwkeurige toepassingen. Dan gaat namelijk de temperatuursdrift van de transistor een te belangrijke rol spelen.

Afsluiten met een stroom-naar-spanning omzetter

De meest ideale oplossing voor het afsluiten van een OTA is geschetst in figuur 3/12.10-14.

12.10 Theorie en praktijk van OTA's



Figuur 3/12.10-14: Het afsluiten van een OTA met een stroom-naar-spanning omzetter.

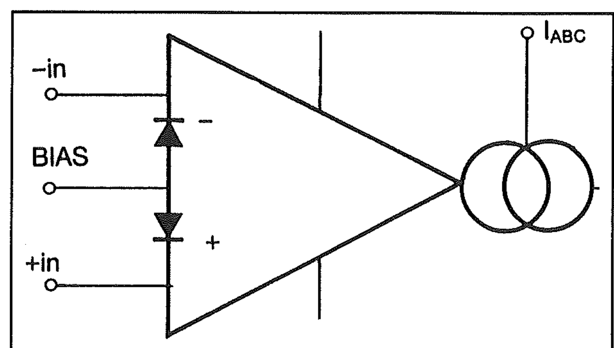
De OTA wordt nu afgesloten met een operationele versterker, die geschakeld is als stroom-naar-spanning omzetter. De niet-inverterende ingang van de operationele versterker ligt aan de massa. De opamp zal zich dus zo instellen dat ook de inverterende ingang aan de massa ligt. De uitgangsstroom van de OTA vloeit naar de inverterende ingang en kan vandaar alleen maar verder afvloeien via de weerstand R1.
De stroom wekt over deze weerstand een spanning op, waarvan de waarde te berekenen valt met de Wet van Ohm. Omdat de linker aansluiting van de weerstand op massa-potentiaal staat, vindt men de spanningsval over de weerstand volledig terug op de uitgang van de operationele versterker. Vanwege de grote eigen versterking van deze schakeling zal de uitgangsspanning ter beschikking staan met een zeer lage uitgangsimpedantie. De belasting van de trap beïnvloedt de werking van de OTA nu niet meer, zodat de schakeling volledig geïsoleerd is van de volgende schakeling(en).

"Tweede generatie"-OTA's

Inleiding

De tot nu toe beschreven schakeling voldoet aan de interne structuur van de allereerste OTA's die op de markt kwamen. De CA 3080 van RCA is een goed voorbeeld van zo'n "eerste generatie"-OTA.
Deze schakelingen zijn zeer bruikbaar maar hebben een aantal nadelen, die het de ontwerper nodeloos moeilijk maken:
- het verschil tussen de ingangsspanningen mag niet groter zijn dan maximaal 20 mV;
- de uitgang is zeer hoogohmig en moet steeds afgesloten worden met een externe schakeling.

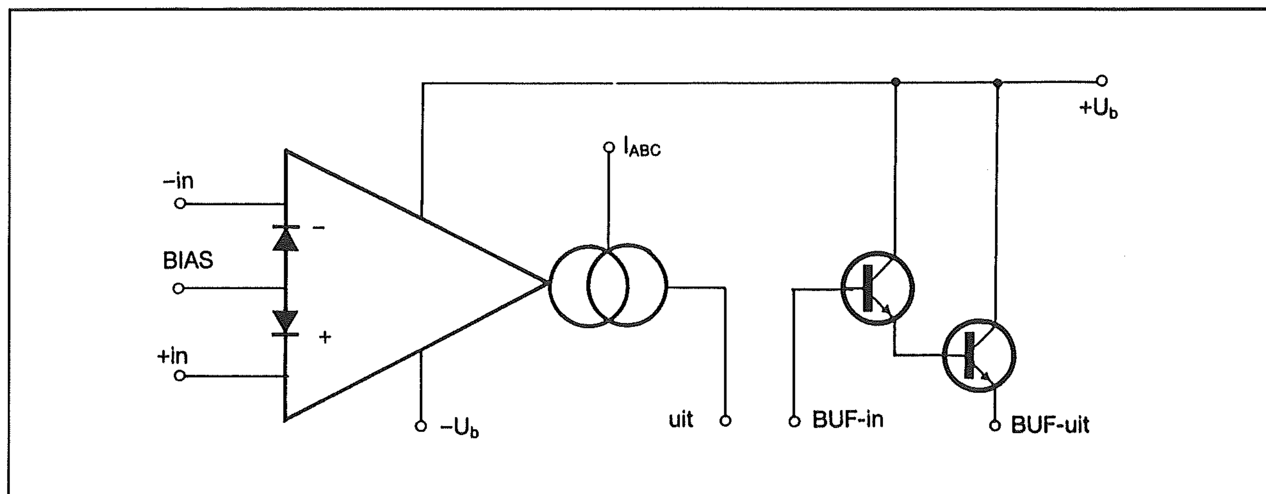
Diverse fabrikanten hebben deze nadelen onderkent en zijn op de markt verschenen met zogenaamde "tweede generatie"-OTA's. Men noemt deze schakelingen ook wel eens "gelineariseerde OTA's met uitgangsbuffers".



Figuur 3/12.10-15: Het symbool van een "tweede generatie"-OTA.

Deze OTA's herkent men aan het iets gewijzigde symbool. Dit symbool is voorgesteld in figuur 3/12.10-15.

12.10 Theorie en praktijk van OTA's

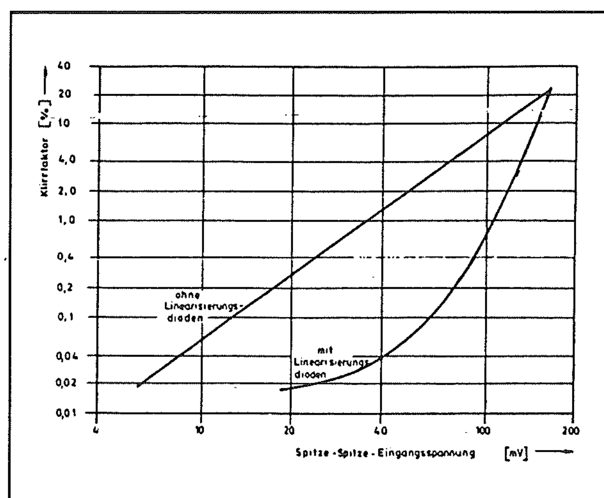


Figuur 3/12.10-16: Het blokschema van een "tweede generatie"-OTA.

De schakeling heeft een extra ingang, BIAS genoemd, waarmee twee dioden in de ingangskring gepolariseerd moeten worden.

Blokschema

In figuur 3/12.10-16 is het blokschema opgenomen van de LM 13600 van National Semiconductor, een typische vertegenwoordiger van de tweede generatie.



Figuur 3/12.10-17: Vergelijking van de vervorming van een OTA met en zonder instelling van de lineariseringsdioden.

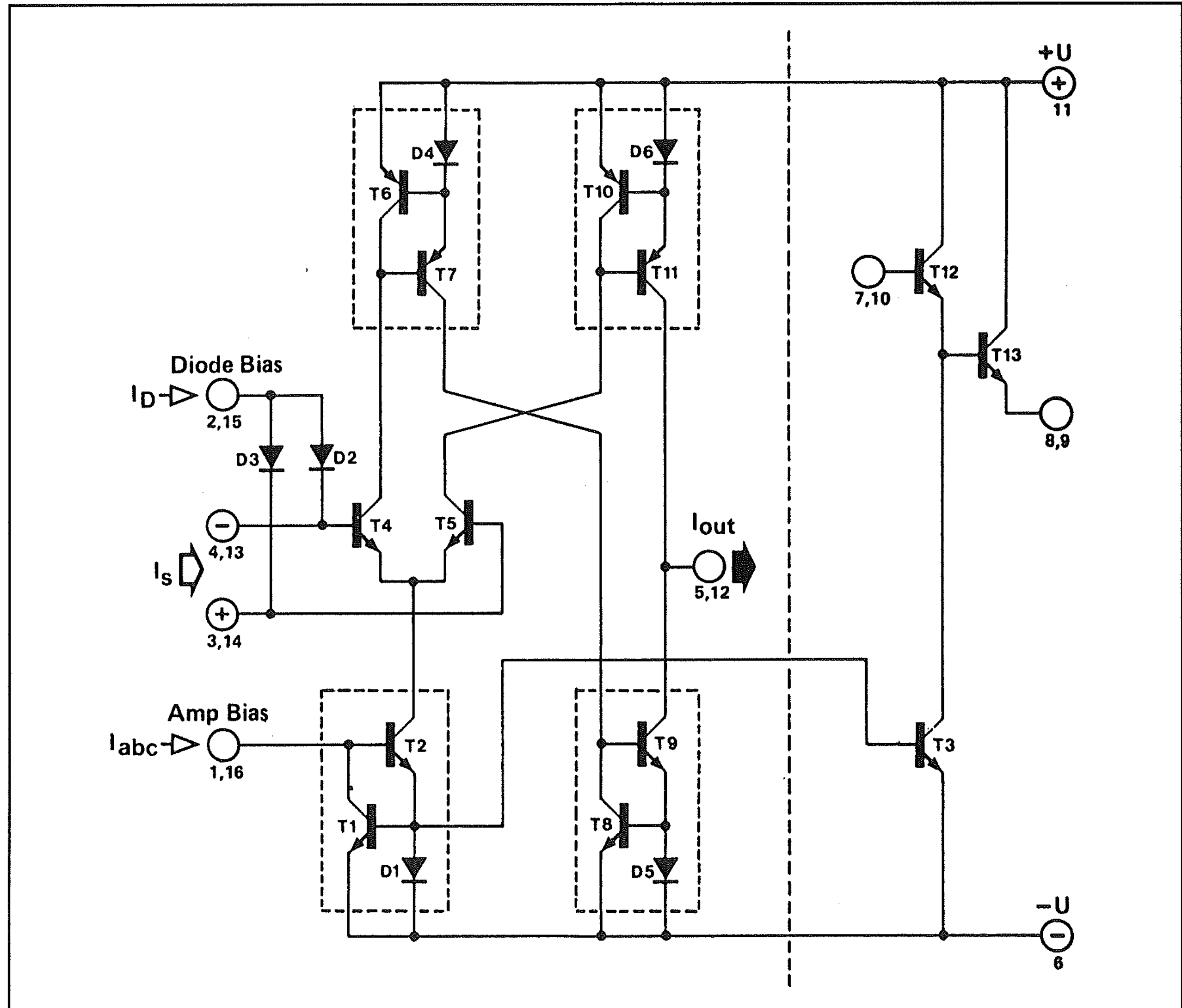
Naast de gewijzigde ingangsstructuur bevat de schakeling ook nog een uitgangsbuffer, geschakeld als darlington. Met deze trap kan men de hoge uitgangsimpedantie van de OTA afsluiten en omzetten in een lage uitgangsimpedantie.

De lineariseringsdioden

Het voornaamste verschil met een traditionele OTA is dat in de ingangskring twee dioden zij opgenomen, die het verband tussen de I_{ABC} en de transconductantie gemiddeld met een factor twee lineariseren.

Het grote voordeel van de lineariseringsdioden blijkt uit de grafiek van figuur 3/12.10-17. In deze grafiek is de gemiddelde vervorming van een "tweede generatie"-OTA getekend in functie van het spanningsverschil tussen beide ingangen. Bij de linker grafieken wordt de BIAS-ingang niet gebruikt, zodat de OTA als een eerste generatie schakeling werkt. Bij de rechter grafiek zijn de dioden wél ingesteld. Bij een ingangsspanning van 20 mV bedraagt de vervorming zonder de dioden ongeveer 0,3 %. Stelt men de dioden in, dan daalt de vervorming tot minder dan 0,02 %!

12.10 Theorie en praktijk van OTA's



Figuur 3/12.10-18: Het volledig uitgewerkte schema van een "tweede generatie"-OTA.

In de meeste toepassingen zal men de twee extra dioden via een weerstand, geschakeld van de positieve voeding naar de BIAS-ingang, moeten instellen.

Uitgewerkt intern schema
In figuur 3/12.10-18 wordt het volledig uitgewerkte interne schema van een "tweede generatie"-OTA getekend. In dit geval betreft het de reeds genoemde LM 13600, maar dit schema is min of meer standaard voor alle soortgelijke OTA's.

Men herkent de vier stroomspiegels, weergegeven in een gestippeld kader, de verschilversterker aan de ingang en de twee lineariseringsdioden.

Uit het schema blijkt dat de uitgangsbuffer via transistor T3 ingesteld wordt op een biasstroom die wordt afgeleid van de I_{ABC}.
Deze koppeling komt de lineariteit van de kombinatie OTA plus buffer ten goede.

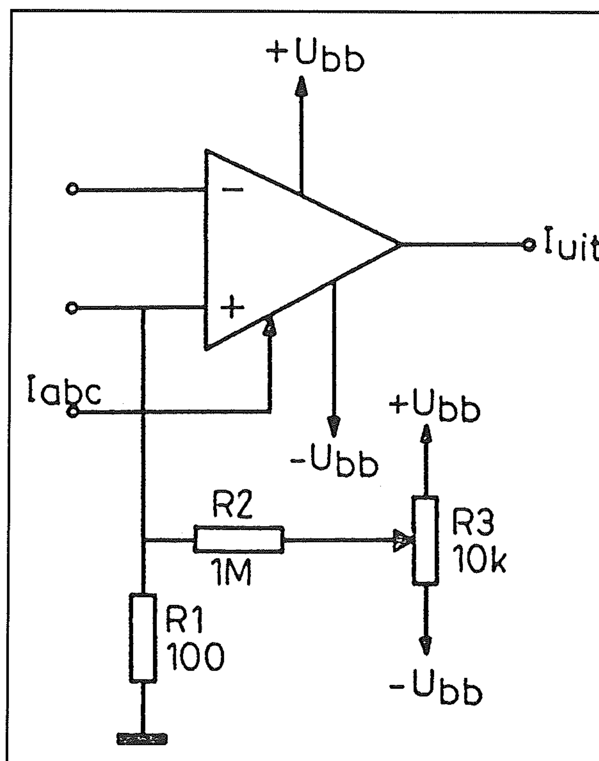
12.10 Theorie en praktijk van OTA's

Schakelingen met OTA's

Inleiding
In dit subhoofdstuk zullen praktische toepassingen van OTA's worden beschreven. Aan de hand van deze voorbeeldschakelingen zal blijken dat een OTA een zeer universeel inzetbaar onderdeel is, met mogelijkheden die maar door weinig andere geïntegreerde lineaire schakelingen benaderd worden.
Aan de orde komen:
- versterkerschakelingen;
- amplitude-modulatoren;
- multivibrator schakelingen;
- functiegeneratoren;
- filterschakelingen;
- sample and hold schakelingen;
- regelbare weerstanden;
- driehoek naar sinus omzetters;
- analoge vermenigvuldigers;
- gyratoren.

Offsetcompensatie bij OTA's
De ingangskring bestaat bij een OTA uit een verschilversterker. Als tussen beide ingangen geen spanningsverschil aanwezig is zal de schakeling geen stroom leveren aan de uitgang. Maar die wetmatigheid wordt in de praktijk beïnvloedt door de offset van de ingangskring. Het volstaat namelijk dat beide transistoren van de ingangstrap iets afwijkende basis/emitterspanningen hebben of de stelling gaat niet meer op. Bovendien zit men bij OTA's met de beperking dat de ingangsspanningen hoogstens 20 mV groot mogen zijn. Offsetfouten spelen dan ook bij deze schakelingen een veel grotere rol dan bij operationele versterkers.

In vele applicaties zal men dan ook een compensatie voor deze offset moeten aanbrengen. In figuur 3/12.10-19 is een eenvoudige compensatieschakeling getekend, die men bij iedere OTA kan toepassen.



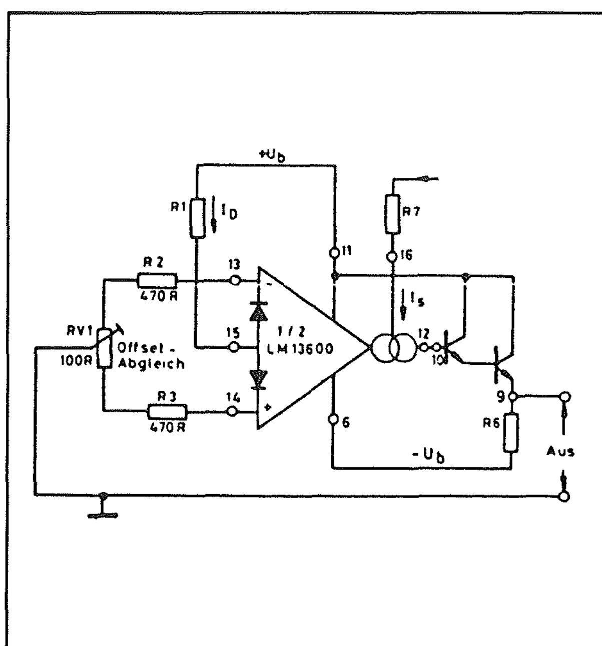
Figuur 3/12.10-19: Eenvoudige offsetcompensatie op één ingang van de OTA.

Door middel van een tussen de beide voedingsspanningen geschakelde instelpotentiometer wordt een spanning via de grote weerstand R2 aangeboden aan de kleine weerstand R1. Deze is geschakeld tussen de massa en de niet-inverterende ingang. Let op de verhouding tussen beide weerstanden! De spanningsdeler R1/R2 zorgt ervoor dat van de voedingsspanning maar een paar mV over blijft.

De voorgestelde schakeling heeft als nadeel dat de offsetcompensatie maar op één ingang inwerkt. Voor sommige symmetrische schakelingen kan dat een na-

12.10 Theorie en praktijk van OTA's

deel zijn. In figuur 3/12.10-20 is een volledig symmetrisch uitgevoerde offsetcompensatie getekend.
Deze schakeling is echter alleen toe te passen bij "tweede generatie"-OTA's, waarbij de lineariseringsdioden geactiveerd zijn.

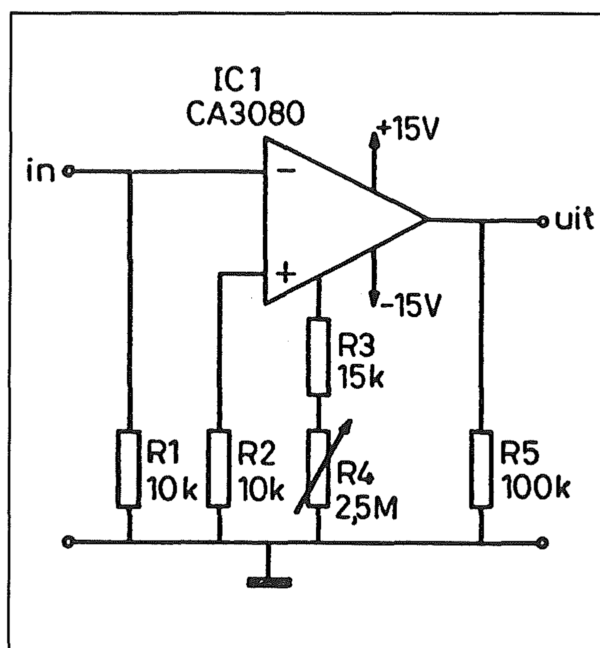


Figuur 3/12.10-20: Symmetrische offsetcompensatie op beide ingangen van een "tweede generatie"-OTA.

Het instellen van de offsetcompensatie gaat bij OTA's echter fundamenteel anders dan bij operationele versterkers.
Voor het afregelen van de instelpotentiometer moet men de stuurstroom I_{ABC} op nul instellen.
Uiteraard worden ook de ingangsspanningen verwijderd. Nadien meet men de gelijkspanning op de uitgang van de OTA. Nadien stelt men de I_{ABC} in op de maximale waarde die in de schakeling van toepassing in. Men verdraait nu de loper van de potentiometer tot dezelfde gelijkspanning op de uitgang van de OTA gemeten wordt.

De OTA als spanningsversterker

Een eenvoudige schakeling
In figuur 3/12.10-21 is de schakeling gegeven van een eentraps wisselspanningsversterker. Met deze schakeling kan men kleine wisselspanningen, bijvoorbeeld van electret-microfoons, versterken waarbij de versterkingsfactor instelbaar is met behulp van de potentiometer R4.



Figuur 3/12.10-21: Een versterker voor kleine wisselspanningssignalen.

Het ingangssignaal, dat een maximale waarde van 20 $mV_{top\text{-}tot\text{-}top}$ mag hebben, wordt aangeboden aan de inverterende ingang van de OTA.
Beide ingangen worden afgesloten met weerstanden van 10 kΩ naar de massa. Daardoor wordt de sterk wisselende ingangsimpedantie van de OTA vastgelegd op een constante waarde. Dat is een voor-

12.10 Theorie en praktijk van OTA's

waarde voor het goed afsluiten van een microfoon. De uitgang wordt afgesloten met een weerstand van 100 kΩ. De I_{ABC}-ingang wordt gevoed uit de serieschakeling van de vaste weerstand R3 en de potentiometer R4. Is deze potentiometer ingesteld op 0 Ω, dan wordt de stuurstroom alleen bepaald door de weerstand R3 en met een voedingsspanning van 15 V wordt de maximale stuurstroom dan ongeveer 1 mA. De spanningsversterking van de schakeling kan dan met de reeds eerder gepubliceerde formule berekend worden:

$A_v = 19{,}2 \cdot I_{ABC} \cdot R_L$

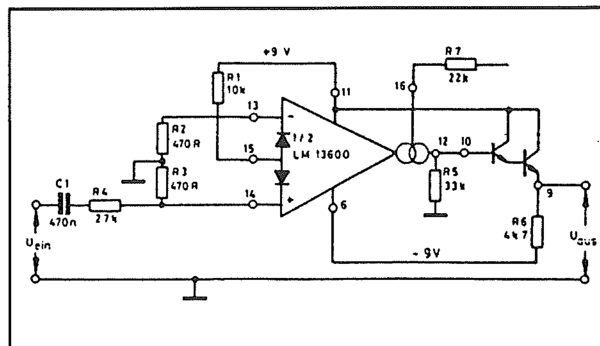
$A_v = 1.920$

Een vrij forse versterkingsfactor, die tot gevolg heeft dat een ingangssignaal van 1 mV als ongeveer 2 V op de uitgang verschijnt!
Wordt de potentiometer volledig in de schakeling gedraaid, dan daalt de versterkingsfactor tot ongeveer 11,5.

Het grote voordeel van deze schakeling is dat het signaal niets te maken heeft met de potentiometer die de versterking van de schakeling instelt. Zeker bij het versterken van kleine signalen is het altijd een probleem om dit signaal door een potentiometer te sturen. In de meeste gevallen wordt brom, ruis en lopergekraak opgepikt en mee versterkt. Hier kan daar geen sprake van zijn!

Spanningsversterking met "tweede generatie"-OTA's

In figuur 3/12.10-22 is het schema getekend van een wisselspanningsversterker met een "tweede generatie"-OTA van het type LM 13600. Bij dit schema wordt de spanningsversterking van de trap geregeld door middel van een externe stuurspanning tussen -9 V en +9 V.



Figuur 3/12.10-22: Een spanningsversterker met een "tweede generatie"-OTA.

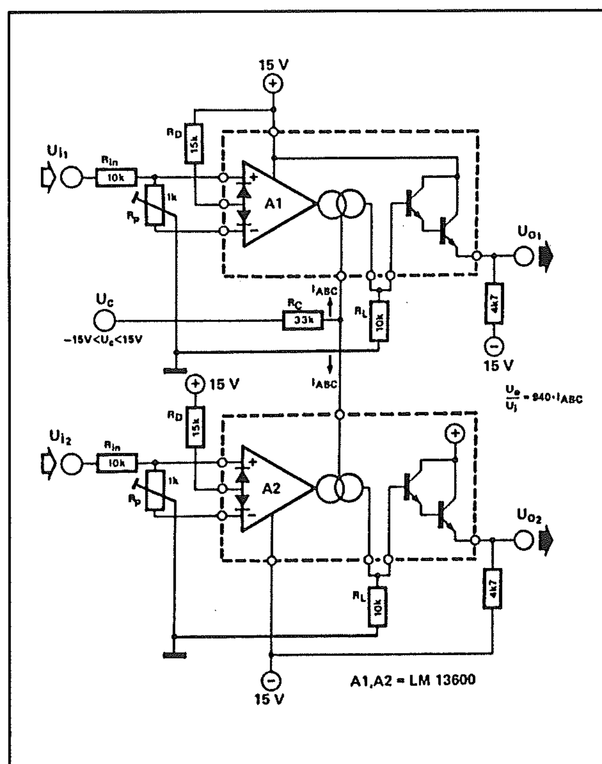
Het ingangssignaal gaat via een spanningsdeler R4/R3 naar de niet-inverterende ingang. Ook nu wordt een forse spanningsreductie toegepast. De inverterende ingang gaat via een identieke weerstand R2 naar de massa. De weerstand R1 stelt de stroom door de lineariseringsdioden in. De uitgang van de OTA wordt hoogimpedant afgesloten met de weerstand R5. De uitgang gaat echter rechtstreeks naar de ingang van de in het IC aanwezige darlington-buffer en staat over de weerstand R6 met een zeer lage uitgangsimpedantie ter beschikking.
De schakeling wordt gevoed met symmetrische spanningen van +/-9 V. Als de stuurspanning op weerstand R7 bijgevolg gelijk is aan -9 V, dan is de I_{ABC} gelijk aan 0 en bedraagt de spanningsversterking van de schakeling -80 dB. De schakeling is dan een volledige verzwakker, die niets van het ingangssignaal doorkoppelt. Verhoogt men de stuurspanning tot +9 V, dan bedraagt de stuurstroom ongeveer 0,8 mA en zal de spanningsversterking ongeveer +3,5 dB bedragen.
Besluitend kan men stellen dat deze trap een ideale elektronisch verzwakker vormt, met een instelbereik van meer dan 80 dB. Men zou deze schakeling bijvoorbeeld kunnen gebruiken als volume-insteller in

12.10 Theorie en praktijk van OTA's

mengpanelen. Men kan dan iedere ingangsversterker afzonderlijk met een spanning kunnen regelen, terwijl een "master fader" ingebouwd kan worden die een regelspanning naar alle voortrappen stuurt.

Een stereo volume regelversterker

Hetzelfde principe wordt toegepast in het schema van figuur 3/12.10-23. Deze schakeling is een eenvoudige stereo volume regeling, waarbij het volume van beide kanalen met één stuurspanning kan worden ingesteld. De regelspanning U_C stuurt via de weerstand R_c de twee I_{ABC}-ingangen van de twee OTA's.



Figuur 3/12.10-23: Stereo volume regeling met stuurspanning aan de regelingang.

Ook nu wordt uiteraard dankbaar gebruik gemaakt van de in de LM 13600 aanwezige buffertrappen om de twee uitgangssignalen laagimpedant af te nemen. De offset's van beide trappen worden gecompenseerd met de twee instelpotentiometers R_P.

Kwalitatief hoogwaardige amplitude-modulator

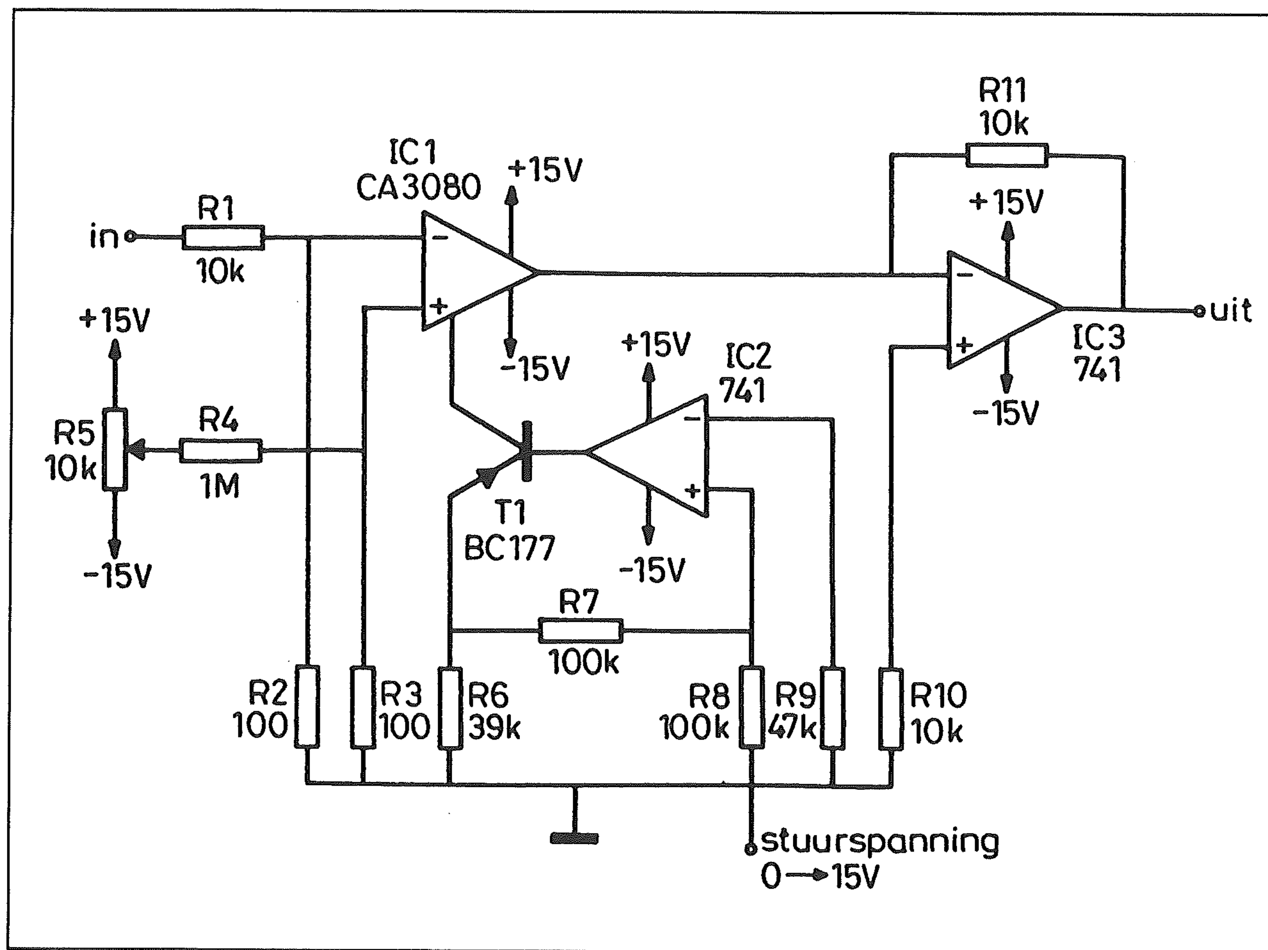
Tot slot van deze praktische versterkerschakelingen met OTA's geeft figuur 3/12.10-24 het schema van een kwalitatief uitstekende amplitude-modulator.

Het in amplitude moduleren van een signaal komt uiteraard neer op het regelen van de versterking van het signaal. Vandaar dat een amplitude-modulator in feite niets anders is dan een versterker waarvan de versterkingsfactor door een regelspanning instelbaar is.
In deze figuur werden geen compromissen gesloten. Alle deelschakelingen werden op de allerbeste manier samengesteld. Het resultaat is een zeer goede regelbare versterker, waarvan de versterking instelbaar is tussen 0 en 1.
Een dergelijke amplitude-modulator heeft tal van interessante toepassingen. Te denken valt aan:

- tremolo, waarbij een muzieksignaal door middel van een sinus met een frequentie van rond de 5 Hz wordt gemoduleerd;
- regelbare versterkertrap in ruisonderdrukkers;
- synthesizer bouwsteen;
- automatische begrenzer in PA-systemen;
- automatische microfoon-fader.

De externe stuurspanning heeft een regelbereik van 0 tot +15 V. Deze stuurspanning wordt door middel van een spanning naar stroom omzetter uiterst lineair omgezet in de I_{ABC} voor de OTA.

12.10 Theorie en praktijk van OTA's



Figuur 3/12.10-24: Het schema van een kwalitatief uitstekende amplitude-modulator.

Het schema is te vergelijken met het principe dat aan de hand van figuur 3/12.10-11 werd verklaard. De uitgangsstroom van de OTA wordt door middel van een stroom-naar-spanning omzetter IC3 omgezet in een uitgangsspanning met een zeer lage uitgangsimpedantie. Met behulp van R4 kan de offset van de schakeling gecompenseerd worden. Het ingangssignaal wordt door middel van de spanningsdeler R1/R2 met een factor 100 verzwakt, zodat ingangsspanningen tot 2 V probleemloos verwerkt kunnen worden. De spanning-naar-stroom omzetter aan de uitgang verzorgt weer de noodzakelijke versterking om de totale versterking van de schakeling op één te brengen.

De OTA als oscillator

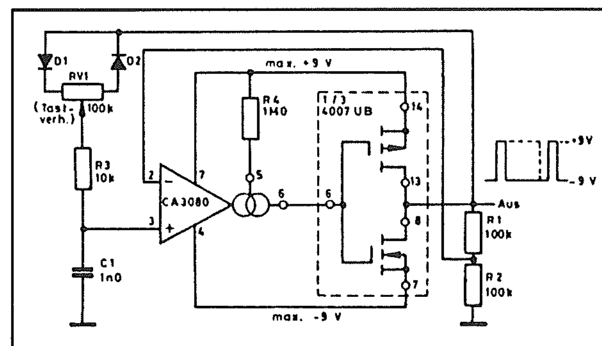
Een AMV met regelbare duty-cycle
In figuur 3/12.10-25 is het schema getekend van een astabiele multivibrator, waarvan de duty-cycle of de pulsverhouding over een breed gebied regelbaar is.

De werking van de schakeling is als volgt. De niet-inverterende ingang van de OTA wordt door middel van een condensator met de massa verbonden. De condensator wordt opgeladen en ontladen uit de uitgangsspanning van de schakeling. Er zijn daarvoor twee stroomkringen. Enerzijds vloeit stroom via de weerstand R3, het

12.10 Theorie en praktijk van OTA's

linker deel van de potentiometer RV1, de diode D1, anderzijds via de weerstand R3, het rechter deel van de potentiometer RV1 en de diode D2. De dioden bepalen de richting van de stroom. Het zal duidelijk zijn dat de diode D1 de laadstroom levert en de diode D2 de ontlaadstroom. Als de uitgangsspanning van de schakeling "H" is, dan zal er uit deze hoge spanning een laadstroom via D1 naar de condensator vloeien. Is de uitgangsspanning "L", dan zal er een ontlaadstroom vloeien uit de condensator via de diode D2. Rest nog de vraag hoe de uitgangsspanning omschakelt van "L" naar "H" en van "H" terug naar "L". Daarvoor is de terugkoppeling tussen de uitgang en de inverterende versterker verantwoordelijk. De OTA is namelijk geschakeld als comparator. De schakeling vergelijkt de spanning over de condensator met een drempel op de inverterende ingang. Die terugkoppeling zorgt er nu voor dat de drempelspanning op de inverterende ingang ofwel hoger, ofwel lager is dan de condensatorspanning. De condensator gaat dan ofwel opladen naar de hogere drempelwaarde ofwel ontladen naar de lagere drempelwaarde.

Het zal duidelijk zijn dat men de verhouding tussen de laad- en de ontlaadstroom over een zeer breed bereik kan instellen door de loper van de potentiometer RV1 te verdraaien. Staat deze in de middenstand, dan zijn laad- en ontlaadstroom aan elkaar gelijk en zal het laden naar de bovenste drempel even lang duren als het ontladen naar de onderste drempel. De schakeling levert dan een mooie symmetrische blokspanning af. Zet men de loper van de potentiometer in de meest linkse stand, dan zal de laadstroom veel groter zijn dan de ontlaadstroom. De schakeling wekt dan zeer smalle positief gerichte naaldpulsjes op. In het andere geval (loper helemaal rechts) is de ontlaadstroom veel groter dan de laadstroom en wekt de schakeling negatief gerichte naaldpulsjes op.



Figuur 3/12.10-25: Het schema van een astabiele multivibrator met regelbare puls/pause-verhouding.

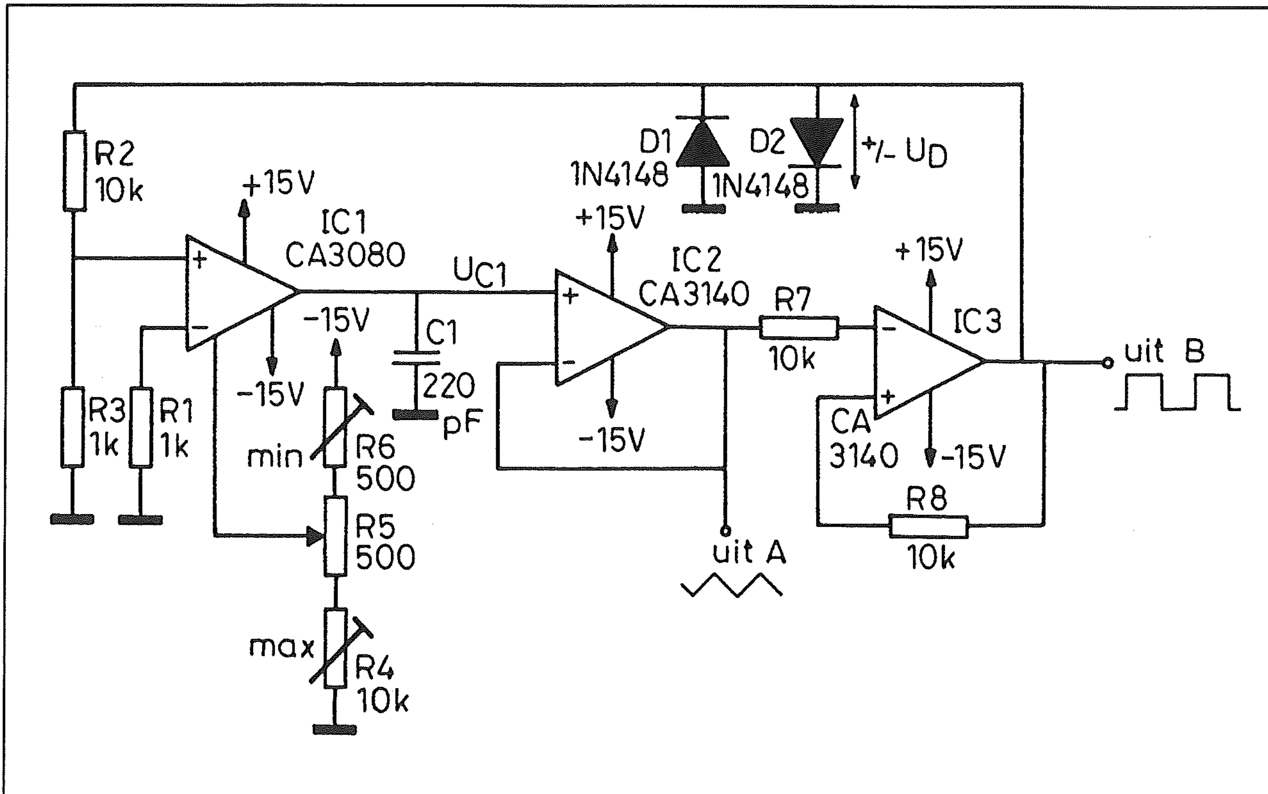
De OTA als spanningsgestuurde functiegenerator

Een functie generator is, in de meest primitieve vorm, een schakeling die rechthoek- en driehoekvormige signalen genereert. OTA's zijn ideale IC's voor het ontwerpen van spanningsgestuurde functiegeneratoren. De driehoek wordt immers altijd gevormd door een condensator door middel van twee even grote stromen op te laden en nadien weer te ontladen. Het zal duidelijk zijn dat OTA's, met hun stroomuitgang, ideale schakelingen voor dit doel zijn.

Het basisschema van een spanningsgestuurde functiegenerator met OTA is getekend in figuur 3/12.10-26.

De uitgangsstroom van de OTA IC1 laadt of ontlaadt de condensator C1. De spanning over dit onderdeel zal dus lineair stijgen of dalen, afhankelijk van de richting van de uitgangsstroom van de OTA.

12.10 Theorie en praktijk van OTA's

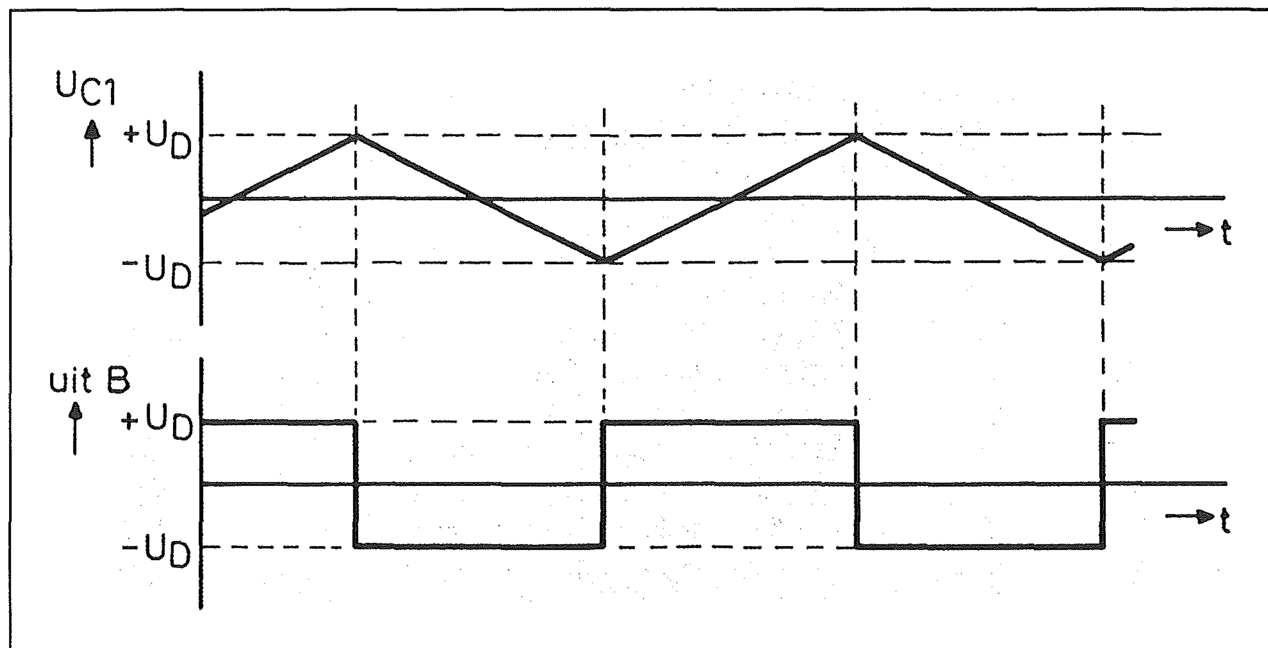


Figuur 3/12.10-26: De basisschakeling van een spanningsgestuurde functiegenerator met een OTA als basis.

Deze richting wordt bepaald door een terugkoppeling, die is aangebracht tussen de uitgang van de schakeling en de niet-inverterende ingang van de OTA.
De operationele versterker IC2 is als buffer geschakeld. Deze trap zorg ervoor dat de condensator met een zeer hoge impedantie wordt afgesloten, zodat het lineaire op- en ontladen van de condensator niet verstoord wordt door de belasting van de condensator. De spanning op de uitgang van de buffer is gelijk aan de spanning over de condensator. Het derde IC is als comparator geschakeld. Deze stelt vast wanneer de spanning over de condensator gelijk wordt aan vooraf bepaalde grenzen. Op dat moment schakelt de uitgang van de comparator om en de reeds genoemde terugkoppeling zorg ervoor dat de OTA omschakelt van laden naar ontladen of van ontladen naar laden.

Stel dat de uitgangsspanning van de comparator positief is. Deze spanning wordt door de geleidende diode D2 begrensd op +0,65 V. Deze spanning gaat, via de spanningsdeler R2/R3, naar de niet-inverterende ingang van de OTA. De negatieve ingang van deze schakeling ligt aan de massa. Het gevolg is dat de OTA een positieve uitgangsstroom genereert. De uitgang zal dus een constante stroom leveren aan de belasting. Die belasting wordt gevormd door de condensator C1. Een condensator, die met een constante stroom wordt geladen, zal een lineaire spanningsstijging vertonen. De spanning over de condensator zal dus zaagtandvormig stijgen. Deze stijgende spanning wordt via de bufferversterker IC2 aangeboden aan de inverterende ingang van de als comparator geschakelde operationele versterker IC3.

12.10 Theorie en praktijk van OTA's



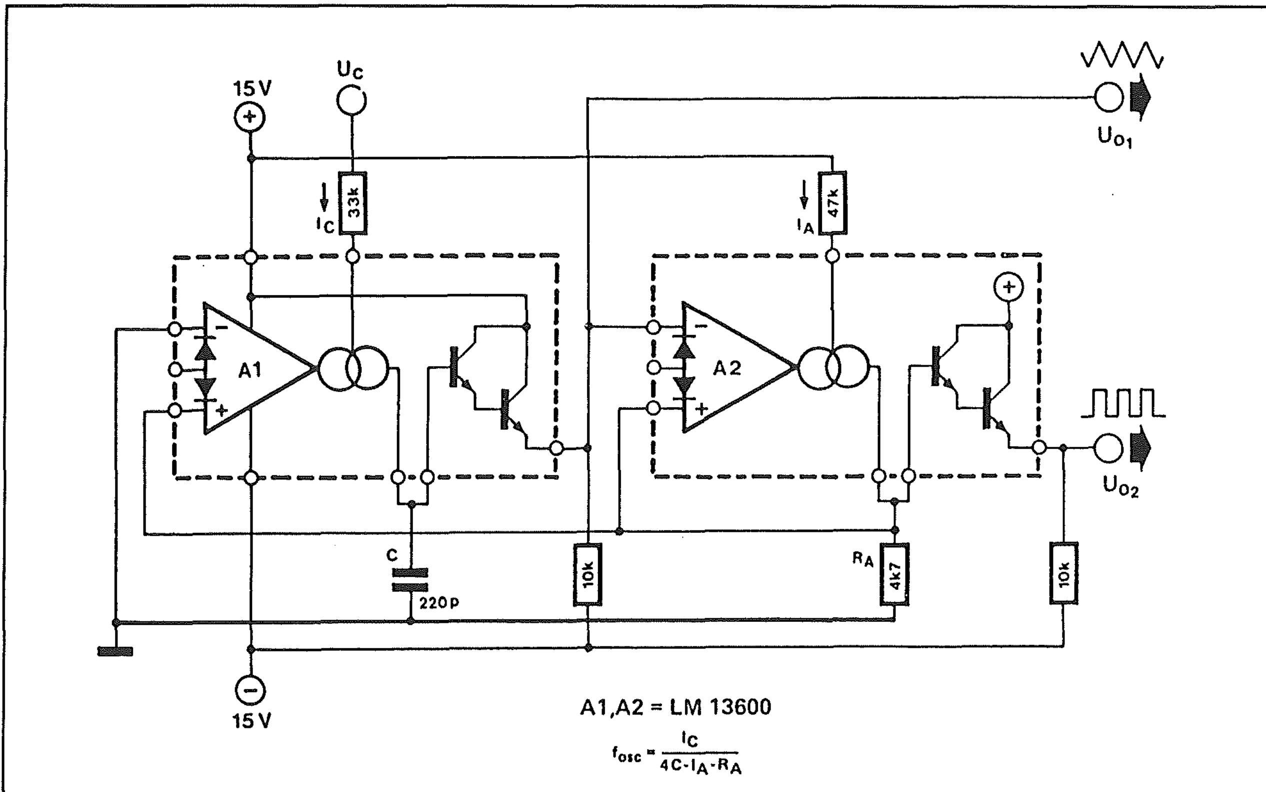
Figuur 3/12.10-27: De werking van de functiegenerator grafisch toegelicht.

De niet-inverterende ingang van deze operationele versterker is via de weerstand R8 verbonden met de uitgang. Deze ingang staat dus op een spanning van +0,65 V.
Op het moment dat de condensatorspanning groter wordt dan deze waarde slaat de comparator om. De uitgang wordt negatief en deze negatieve spanning wordt via de diode D1, die nu gaat geleiden, begrensd op een spanning van -0,65 V. Deze negatieve spanning komt via de spanningsdeler R2/R3 op de niet-inverterende ingang van de OTA terecht. De spanning op deze ingang wordt negatief ten opzichte van de spanning op de inverterende ingang. De OTA gaat nu een negatieve stroom leveren. Dat wil zeggen dat de uitgang stroom gaat trekken uit de belasting. Omdat de absolute waarde van de spanningen aan de ingang niet veranderd zijn zal deze stroom, alweer in absolute waarde, even groot zijn dan de positieve stroom. De condensator wordt dus nu ontladen met een even grote stroom en de spanning over het onderdeel zal even snel dalen. Dit verschijnsel gaat door tot de spanning over de condensator ontladen is tot -0,65 V. Dan slaat de comparator IC3 weer om en het systeem begint aan een nieuwe periode.

Conclusie: over de condensator C1 ontstaat een mooie driehoekvormige spanning, die varieert tussen de grenzen -0,65 V en +0,65 V. Op de uitgang van IC3 staat een mooie blokvormige spanning met dezelfde maximale en minimale waarde. Het verband tussen beide spanningen is getekend in figuur 3/12.10-27.

De grootte van de laad- en de ontlaadstromen wordt uiteraard mede bepaald door de grootte van de I_{ABC}. Deze stroom kan men instellen door de loper van de potentiometer R5 te verdraaien. De twee instelpotentiometers R4 en R6 kunnen gebruikt worden om de onderste en bovenste frequentie van de schakeling in te stellen.

12.10 Theorie en praktijk van OTA's



Figuur 3/12.10-28: Een functiegenerator met een "tweede generatie"-OTA.

Met een dergelijke schakeling kan men zonder al te grote schakeltechnische problemen een frequentiebereik van 1 op 10.000 realiseren. Hetgeen in de praktijk betekent dat men met één draai aan de potentiometer het volledige audio-bereik van 5 Hz tot 50 kHz kan sweepen!

Een alternatieve functiegenerator met een "tweede generatie"-OTA

In figuur 3/12.10-28 is een alternatieve schakeling van een dergelijke functiegenerator getekend. In dit schema wordt gebruikt gemaakt van een LM 13600, een OTA van de "tweede generatie".

Principieel werkt deze schakeling op de reeds beschreven manier. De condensator C wordt opgeladen of ontladen door de uitgangsstroom van de eerste OTA. De spanning over de condensator wordt gebufferd in de darlington eindtrap van deze OTA. De uitgangsspanning van de darlington wordt in de tweede OTA vergeleken met een referentiespanning. Deze referentie wordt afgeleid uit de uitgangsstroom van de tweede OTA.
Het frequentiebereik van deze functiegenerator kan ingesteld worden tussen 2 Hz en 200 kHz, een bereik dat ontstaat door de I_{ABC} van de eerste OTA te variëren tussen 10 nA en 1 mA.

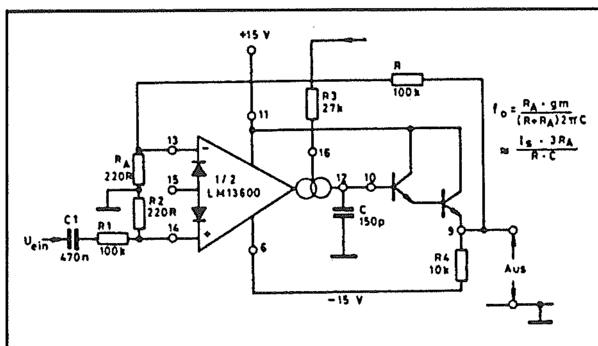
De OTA als spanningsgestuurd filter

Inleiding

Filterschakelingen worden in het algemeen met operationele versterkers sa-

12.10 Theorie en praktijk van OTA's

mengesteld. Het nadeel van die schakelingen is, dat de afsnijfrequentie van het filter bepaald wordt door een aantal weerstanden en condensatoren. Wil men de frequentie van een dergelijk filter instelbaar maken, dan moet men een ingewikkeld netwerk opnemen, met meerstanden schakelaars met verschillende moedercontacten, die condensatoren omschakelen en meer dan stereo-potentiometers, die weerstanden variëren.
Met OTA's gaat dat echter veel eenvoudiger! Zoals bekend is de uitgangsimpedantie van een OTA afhankelijk van de grootte van de I_{ABC}. Die uitgangsimpedantie kan dus opgevat worden als een regelbare weerstand. Die regelbare weerstand vormt samen met een externe condensator het RC-filter, waaraan alle filters hun werking te danken hebben. En die weerstand is over vele decaden instelbaar door het variëren van de stuurstroom.



Figuur 3/12.10-29: Een laagdoorlaatfilter met een spanningsgestuurde afsnijfrequentie van 45 Hz tot 45 kHz.

Spanningsgestuurd laagdoorlaatfilter
In figuur 3/12.10-29 is als eerste voorbeeld de schakeling getekend van een spanningsgestuurd laagdoorlaatfilter. De filter-elementen, de uitgangsimpedantie van de OTA en de condensator C, zijn veilig opgeborgen tussen de hoogohmige uitgang van de OTA en de hoogohmige ingang van de darlington buffer.
De werking van de schakeling is als volgt. Het ingangssignaal wordt capacitief ingekoppeld en gaat via de verzwakker R1/R2 naar de niet-inverterende ingang van de OTA.
Tussen de uitgang van de schakeling en de inverterende ingang is een terugkoppeling aangebracht die bestaat uit de weerstanden R en R_A. De waarde van deze weerstanden is gelijk aan deze van de verzwakkerweerstanden aan de ingang. De verzwakking van de ingang wordt dus gecompenseerd door de versterking van de terugkoppeling, zodat de totale spanningsversterking van de schakeling 1 is.
Voor lage frequenties kan de condensator C via de uitgangsimpedantie van de OTA opladen tot de momentele waarde van de signaalspanning. Deze wordt dus niet verzwakt.
Naarmate de frequentie stijgt, zal de condensator echter steeds meer moeite hebben om het snelle verloop van de ingangsspanning te volgen. Hoge frequenties worden dus verzwakt. Het zal duidelijk zijn dat dit verschijnsel vroeger optreedt naarmate de uitgangsimpedantie van de OTA stijgt.
De uitgangsspanning wordt dus verzwakt bij hoge signaalfrequentie en wel met een steilheid van -6 dB per octaaf. Het -3 dB punt (de frequentie waarbij de uitgangsspanning met -3 dB verzwakt is ten opzichte van de ingangsspanning) wordt bereikt als:

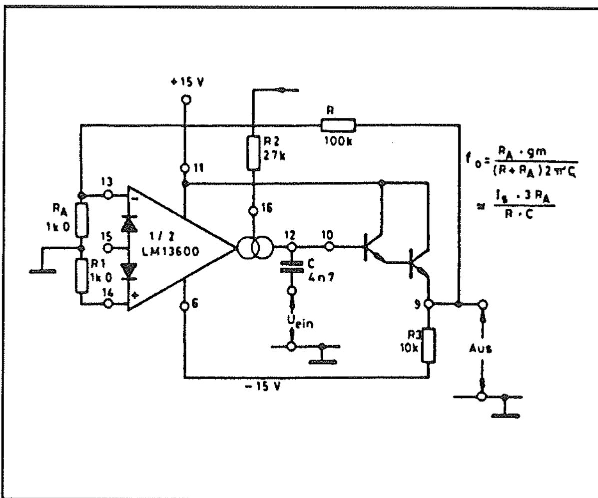
$$Z_C \cdot I_{ABC} = R/R_A$$

Hierbij is Z_C de impedantie van de condensator bij de signaalfrequentie.
Aan de hand van deze formule kan men dus de doorlaatkarakteristieken van het filter berekenen.

12.10 Theorie en praktijk van OTA's

Een hoogdoorlaatfilter

Bij filters met operationele versterkers volstaat het de R en de C van het filternetwerk van plaats te verwisselen om een laagdoorlaatfilter om te vormen tot een hoogdoorlaatfilter. Maar bij een schakeling met een OTA is dat niet mogelijk. De R van het filter zit immers in de OTA zélf, met name in de uitgangsimpedantie.

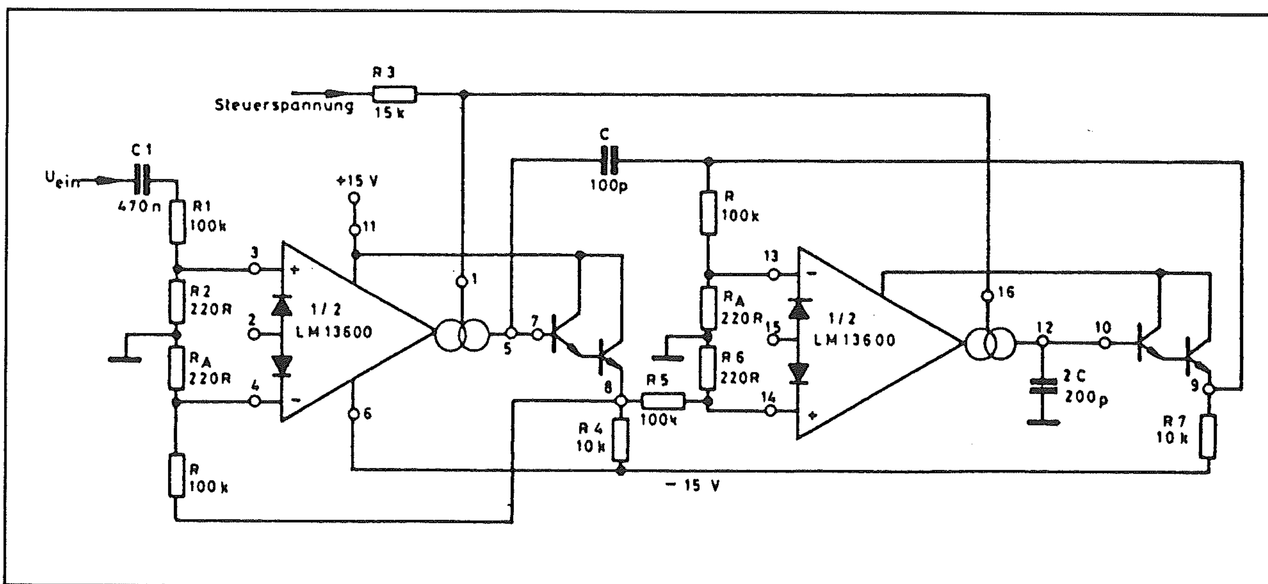


Figuur 3/12.10-30: Een hoogdoorlaatfilter van de eerste orde met een OTA.

Een oplossing voor dit probleem is gegeven in figuur 3/12.10-30. De RC-combinatie staat identiek geschakeld, maar de ingangsspanning wordt nu via de condensator in de schakeling gevoerd. Het filter heeft een afsnijfrequentie van 6 Hz bij een I_{ABC} van 1 μA en een afsnijfrequentie van 6 kHz bij een stuurstroom van 1 mA.

Steilere filters

Men kan uiteraard verschillende filtertrappen achter elkaar schakelen om de steilheid van het filter te vergroten.
In figuur 3/12.10-31 is als voorbeeld een tweetraps laagdoorlaatfilter getekend, dat werk met Butterworth-karakteristieken. Het filter is van de tweede orde en heeft bijgevolg een steilheid van -12 dB per octaaf. De afsnijfrequentie varieert van 60 Hz bij een stuurstroom van 1 μA tot 60 kHz bij een stuurstroom van 1 mA. Dank zij de uitstekende gelijkheid van de twee OTA's in één LM 13600 kan men diverse van dergelijke filters achter elkaar schakelen, zodat steilheden van -24 dB per octaaf gemakkelijk te realiseren zijn.



Figuur 3/12.10-31: Een spanningsgestuurd Butterworth-filter van het laagdoorlaattype met een afsnijfrequentie tussen 60 Hz en 60 kHz.

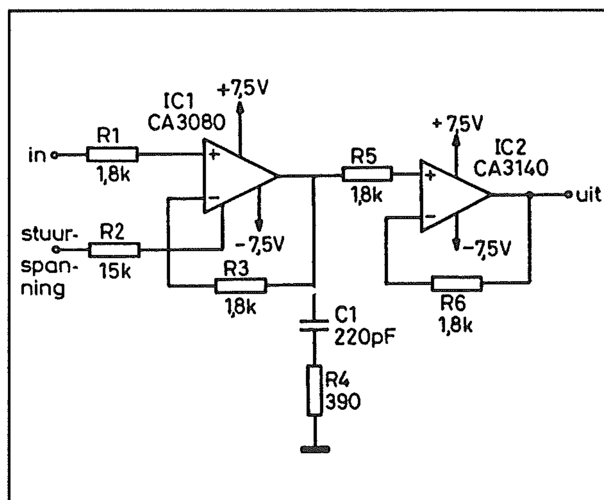
Diverse schakelingen

Inleiding

In dit subhoofstuk worden enige zeer uiteenlopende toepassingen van OTA's beschreven. Een bewijs te meer hoe universeel bruikbaar deze schakelingen zijn!

Een sample and hold

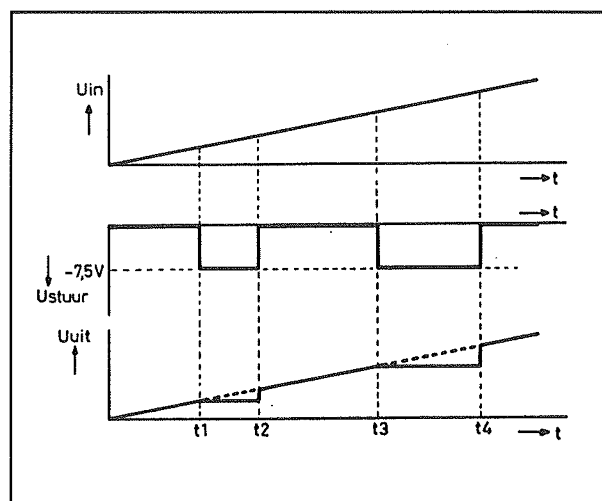
Een sample and hold, afgekort tot S&H, is een schakeling die de momentele grootte van een analoge spanning even kan vasthouden. Men zou een S&H dus een analoog geheugen kunnen noemen. Sample and hold schakelingen zijn onmisbaar als men analoge signalen in een ADC wil omzetten in een digitale code. De S&H neemt dan eerst even een monstertje van het analoge signaal. De ADC zal nadien de grootte van dit monstertje meten en er een digitale code uit afleiden die een maat is voor de gemeten signaalgrootte.



Figuur 3/12.10-32: Een sample and hold met een CA 3080.

In figuur 3/12.10-32 is het basisschema getekend van een met een OTA opgebouwde S&H.

De werking wordt verklaard aan de hand van de grafieken in figuur 3/12.10-33.



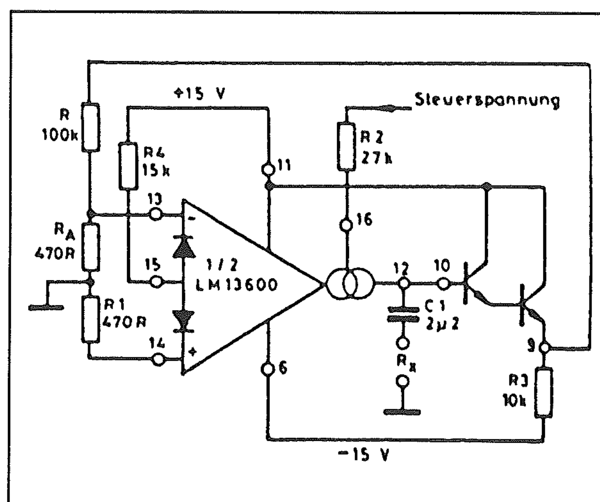
Figuur 3/12.10-33: De werking van de S&H grafisch toegelicht.

De schakeling maakt gebruik van het groot regelbereik van de uitgangsimpedantie van een OTA. Is de I_{ABC} maximaal, dan is de uitgangsimpedantie relatief laag. Is de stroom echter nul, dan stijgt de praktische uitgangsimpedantie van de schakeling tot wel 1.000 MΩ. Deze variatie in uitgangsimpedantie kan men vergelijken met een schakelaar, die geopend of gesloten wordt op bevel van de I_{ABC}.
Wordt de stuuringang aangesloten op een spanning van 0 V, dan zal de schakeling een maximale I_{ABC} trekken. De kleine condensator C1 wordt dan via de vrij lage uitgangsimpedantie van de OTA opgeladen tot de momentele waarde van de ingangsspanning. De spanning over de condensator zal bovendien de variatie van de ingangsspanning getrouw volgen.
Maakt men de stuuringang echter negatief, dan valt de stuurstroom terug tot nul. De uitgangsimpedantie wordt dan meer dan 1 GΩ en de condensator wordt als het

ware losgekoppeld van de rest van de schakeling. De spanning over de condensator kan nu niet afvloeien en blijft dus vrij constant. Op dat moment moet men de op de schakeling aangesloten ADC opdracht geven om het in de condensator opgeslagen ingangsmonster om te zetten in een digitale code.
De terugkoppeling van de uitgang naar de ingang zorgt ervoor dat de schakeling in staat is grotere amplitudes dan 10 mV zonder problemen te verwerken. De inverterende ingang volgt nu immers de spanning op de niet-inverterende ingang waardoor er een minimaal spanningsverschil tussen beide ingangen optreedt, zelfs als de schakeling wordt gestuurd met signalen in de grootte-orde van volts.
De sample-condensator C1 moet uiteraard met een als buffer geschakelde operationele versterker worden afgesloten. Deze buffer zorgt ervoor dat de kleine lading op de condensator niet via de belastingsweerstand kan afvloeien naar de massa.

De OTA als variabele weerstand
Een tamelijk ongewone toepassing van een OTA is getekend in figuur 3/12.10-34.

Deze schakeling kan vervangen worden door een regelbare weerstand, waarvan de waarde tussen de punten R_X gemeten kan worden.
De werking van de schakeling is eenvoudig. Sluit men tussen de punten R_X een wisselspanning aan, dan gaat deze spanning via de condensator C1 en de darlingtonbuffer naar de inverterende ingang van de OTA. De niet-inverterende ingang ligt aan de massa. Er ontstaat bijgevolg een spanningsverschil tussen beide ingangen en de uitgangsimpedantie van de OTA wordt afhankelijk van dit spanningsverschil. De uitgangsstroom van de OTA is dan recht evenredig met dit spanningsverschil en met de grootte van de stuurstroom I_{ABC}.
Volgens de Wet van Ohm is weerstand het quotiënt van spanning gedeeld door stroom. Men kan zonder meer stellen dat de punten R_X volledig aan deze wet voldoen. Tussen deze punten meet men dus een wisselspanningsweerstand, waarvan de grootte wordt bepaald door de stuurstroom van de OTA.

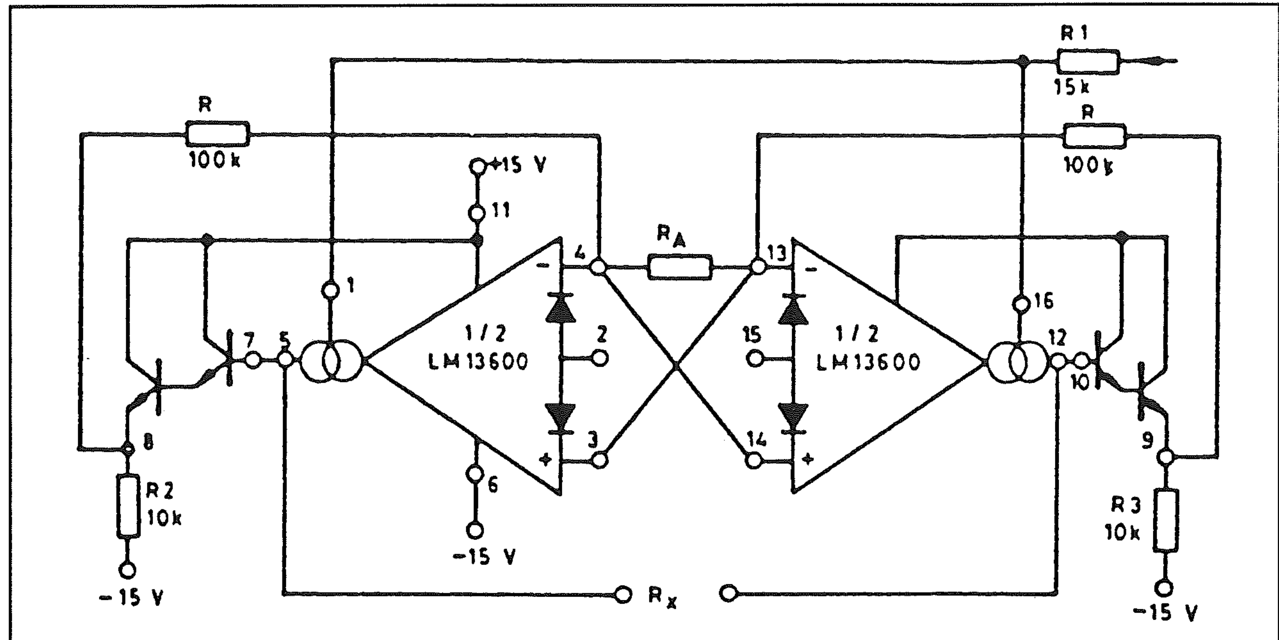


Figuur 3/12.10-34: Een OTA als spanningsgestuurde wisselspanningsweerstand.

De waarde van de schijnbare weerstand varieert van 10 MΩ (I_{ABC} = 1 µA) tot 10 kΩ (IABC = 1 mA).

In figuur 3/12.10-35 is een uitbreiding van deze schakeling getekend. Nu staat de weerstand R_X tussen twee OTA's zodat de schijnbare weerstand symmetrisch en volledig aardvrij is.
Bovendien is deze weerstand gelijkspanningsgekoppeld.

12.10 Theorie en praktijk van OTA's



Figuur 3/12.10-35: Een symmetrische, aardvrije regelbare weerstand.

Driehoek naar sinus omzetter

Een belangrijke toepassing van een OTA is het omzetten van driehoeken in sinussen. Een dergelijke trap heeft men steeds in een functiegenerator nodig, want uiteraard wil men dat een dergelijke generator naast de driehoeken en rechthoeken ook in staat is sinusvormige spanningen te genereren.

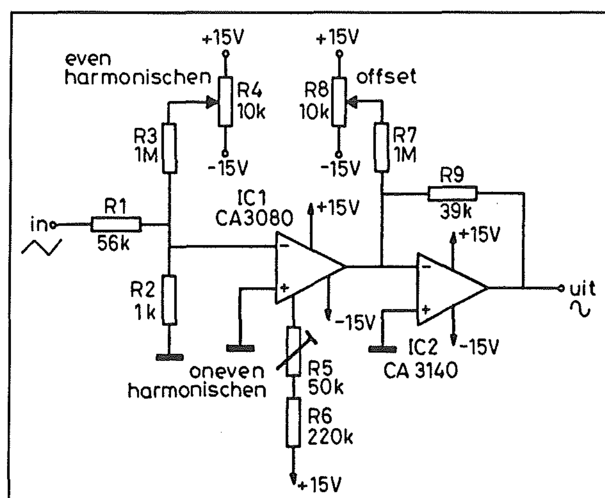
Meestal gebruikt men voor het omzetten van een driehoek in een sinus ingewikkelde weerstand/diode-netwerken in de terugkoppeling van een operationele versterker. De dioden schakelen, naarmate de driehoekspanning aan de ingang stijgt, steeds meer weerstanden in de terugkoppelkring, waardoor de versterking van de op-amp daalt en de toppen van de driehoek worden afgerond. Op deze manier ontstaat aan de uitgang van de schakeling een benaderde sinusspanning, waarop evenwel nog een vrij grote harmonische vervorming zit.

In figuur 3/12.10-6 is het verband tussen het spanningsverschil tussen de beide ingangen en de stroomverdeling tussen beide ingangstransistoren getekend. Met enige verbeelding kan men in deze curve een sinusoidaal verloop herkennen. De toppen van de sinus liggen bij een spanningsverschil van 100 mV. Daartussen verloopt de curve vrij sinusvormig. Deze eigenschap wordt in figuur 3/12.10-36 gebruikt om een driehoek in een benaderde sinus om te zetten.

De spanningsvormen op de in- en de uitgangen zijn getekend in figuur 3/12.10-37.
De driehoek, die een top-tot-top waarde van 10 V moet hebben (let het woordje moet!), wordt eerst door de spanningsdeler R1/R2 gereduceerd tot ongeveer 100 mV. Deze spanning wordt op de inverterende ingang van de OTA gezet. De niet-inverterende ingang van het IC ligt aan de massa, met als gevolg dat de OTA

12.10 Theorie en praktijk van OTA's

flink overstuurd wordt. De uitgangsstroom wordt op de gebruikelijke manier omgezet in een uitgangsspanning. Door het oversturen van de schakeling zal de uitgangsstroom en dus ook de uitgangsspanning min of meer sinusvormig gaan verlopen. Door het instellen van de I_{ABC} en de offset kan men de vervorming op de sinus minimaliseren. Met de getekende schakeling zijn in het Vego-lab minimale vervormingspercentages van 2 á 4 % gehaald, voorwaar niet slecht voor een dergelijke eenvoudige schakeling! Een en ander blijkt ook tamelijk afhankelijk te zijn van de exemplarische spreiding op de karakteristieken van de gebruikte OTA's.



Figuur 3/12.10-36: Het omzetten van een driehoek in een sinus.

Analoge vermenigvuldiger met een OTA

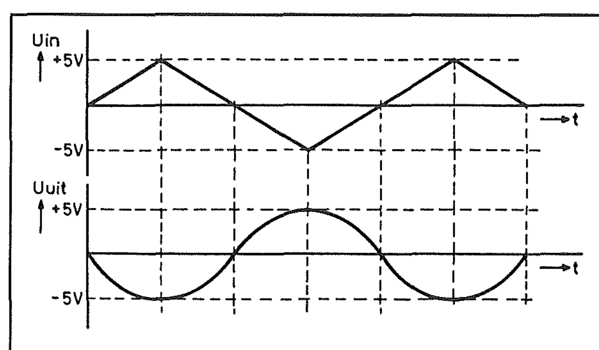
Analoge vermenigvuldigers voldoen aan de uitdrukking:

$$U_Z = U_X \cdot U_Y$$

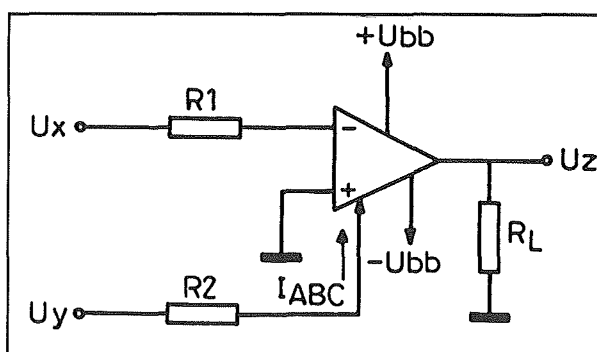
waarbij U_X en U_Y de spanningen op de twee ingangen zijn.

Analoge vermenigvuldigers zijn nuttige schakelingen als men bijvoorbeeld een vermogenmeter wil ontwerpen. Ook het vermogen voldoet aan een product, want het in een verbruiker gedissipeerde vermogen is immers gelijk aan het product van spanning over de verbruiker en stroom door de verbruiker.

Er bestaan speciale geïntegreerde analoge vermenigvuldigers, maar die schakelingen zijn duur en zeldzaam. Gelukkig kan het ook met een OTA!



Figuur 3/12.10-37: De spanningsvormen op de in- en op de uitgang.

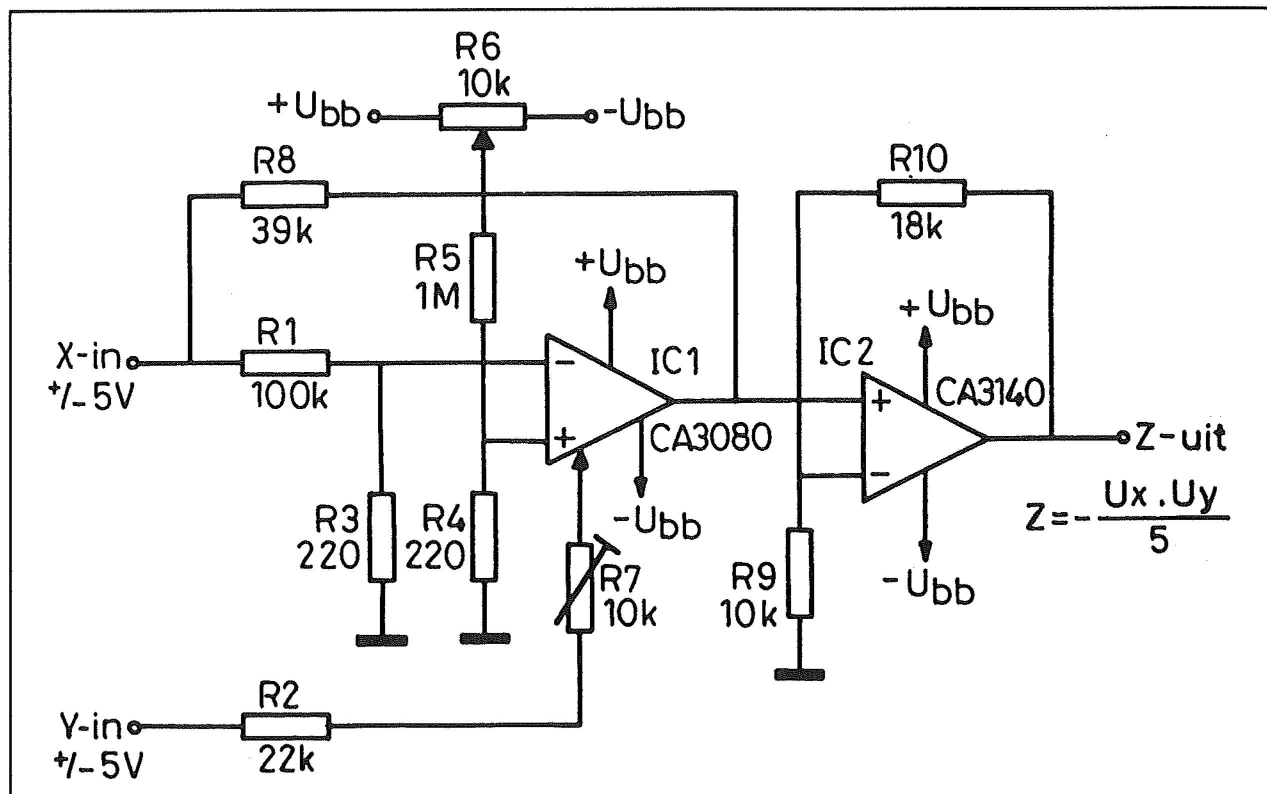


Figuur 3/12.10-38: Het basisschema van een analoge vermenigvuldiger met een OTA.

Het basisprincipe is getekend in figuur 3/12.10-38.

De niet-inverterende ingang van de OTA ligt aan de massa. Een van de te vermenigvuldigen spanningen gaat naar de inverterende ingang.

12.10 Theorie en praktijk van OTA's



Figuur 3/12.10-39: Een praktische analoge vermenigvuldiger met een OTA.

De tweede ingangsspanning stuurt de I_{ABC}-ingang. Aan de hand van de algemene overdrachtsformule van een OTA kan men gemakkelijk aantonen dat de uitgangsspanning U_Z gelijk is aan het product van de twee ingangsspanningen:

$U_Z = \Delta U_{IN} . I_{ABC} . R_L . 19{,}2$

Maar:

$\Delta U_{IN} = U_X$

en:

$I_{ABC} = [U_{BB} - U_Y] / R_2$

Er bestaat dus een recht evenredig verband tussen de stuurstroom en de Y-spanning. Dit recht evenredige verband kan men voorstellen door een constante factor, waarmee U_Y vermenigvuldigd moet worden:

$I_{ABC} = k . U_Y$

Als men alle formules combineert ontstaat:

$U_Z = U_X . U_Y . k . R_L . 19{,}2$

Of:

$U_Z = K . U_X . U_Y$

De spanning die op de uitgang gemeten wordt is gelijk aan het product van de twee ingangsspanningen, vermenigvuldigd met een constante factor K!

In figuur 3/12.10-39 is de praktische uitwerking van een analoge vermenigvuldiger met een OTA getekend. De twee ingangsspanningen kunnen variëren tussen -5 V en +5 V. De uitgangsstroom van de OTA wordt weer op de bekende manier omgezet in een laagimpedante uitgangsspanning. Op de uitgang staat een spanning, die gelijk is aan 1/5 van het product van beide ingangsspanningen.

Het afregelen van de vermenigvuldiger gaat als volgt:

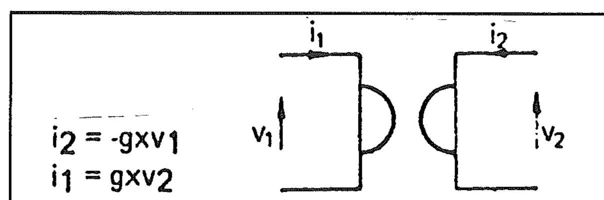
- zet U_Y op 0 V en U_X op +5 V en regel R6 af op minimale spanning op de uitgang;
- zet U_X op 0 V en U_Y op +5 V en regel R7 af op minimale spanning op de uitgang;
- herhaal deze twee afregelingen totdat deze elkaar niet meer beïnvloeden.

Een belangrijke opmerking is dat beide ingangsspanningen uit zeer lage impedanties geleverd moeten worden. Is dat niet het geval, dan zullen de uitgangsimpedanties van de schakelingen die de ingangsspanningen leveren de werking van de schakeling verstoren. In de praktijk zal men dus steeds met twee als spanningsvolger geschakelde operationele versterkers moeten werken!

De OTA als gyrator

Een gyrator is een van de vreemdste "onderdelen" die er in de elektronica te vinden zijn. Evenals een weerstand, een condensator en een spoel is een gyrator een passief element. Bovendien is het een zogenoemde "twee-poort", hetgeen wil zeggen dat de schakeling twee kanten heeft en er energie van de ene naar de andere poort wordt overgedragen. Een typisch voorbeeld van een twee-poort is een gewone nettrafo.

Het elektronische symbool van een gyrator is getekend in figuur 3/12.10-40.



Figuur 3/12.10-40: Het algemeen gebruikte symbool van een gyrator.

De universele formule die de overdracht van de gyrator definieert is te vergelijken met de formule van een transformator:

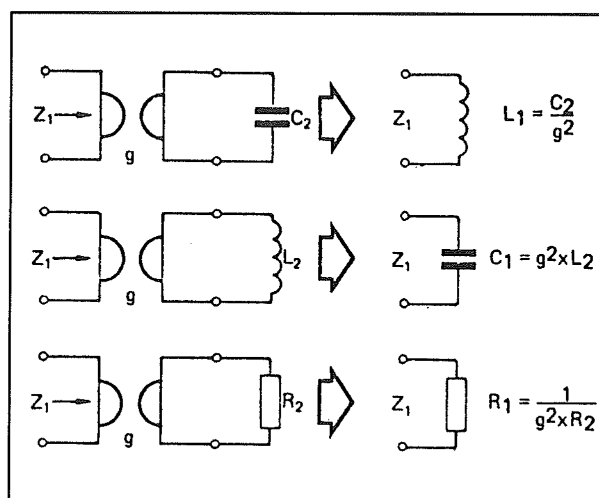
$i_2 = -g \cdot v_1$

en:

$i_1 = g \cdot v_2$

Uit deze vergelijkingen blijkt dat een gyrator een primaire stroom omzet in een secundaire spanning en een primaire spanning omzet in een secundaire stroom!

De constante g wordt de gyrator-constante genoemd en deze grootheid heeft de omgekeerde Ohm (Ω^{-1}) als eenheid.



Figuur 3/12.10-41: De gyrator kan opgevat worden als een impedantie-transformator.

Een van de voornaamste eigenschappen van een gyrator is dat als één poort belast wordt met een impedantie, deze impedantie zich ook op de andere poort zal uiten.

Als men, zoals in de bovenste figuur van figuur 3/12.10-41 is getekend, één poort van de gyrator belast met een condensator C2, dan zal deze capaciteit zich aan de andere poort uiten als ... een inductantie of spoel, waarvan de waarde gegeven wordt door de uitdrukking:

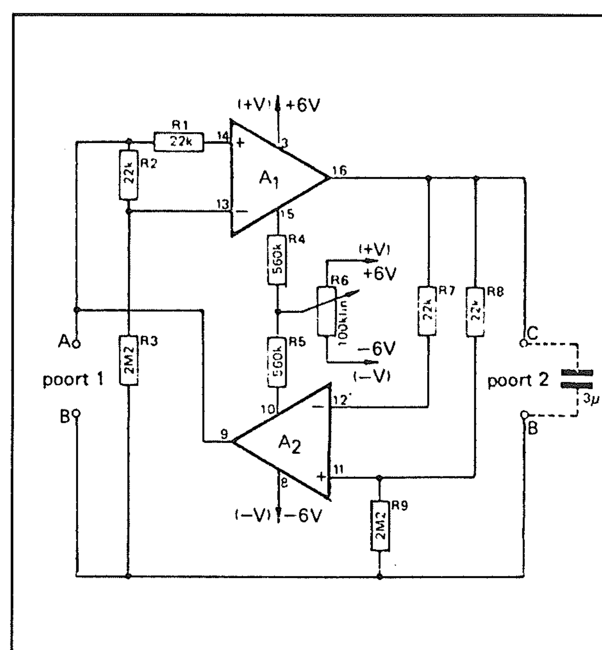
12.10 Theorie en praktijk van OTA's

$L_1 = C_2 / g^2$

Op deze eenvoudige manier kan men dus een condensator schijnbaar omzetten in een spoel! Het zal wel duidelijk zijn dat dit principe schitterende praktische perspectieven biedt. Spoelen zijn niet de meest handige onderdelen om in een schakeling toe te passen. Spoelen zijn groot, duur, zwaar en zeer gevoelig voor het oppikken van elektromagnetische strooivelden en storingen. Vandaar dat iedere ontwerper er naar streeft schakeligen zo te ontwerpen dat er geen behoefte bestaat aan spoelen. Toch zijn er bepaalde schakelingen, waarbij men niet ontkomt aan het gebruik van spoelen. Te denken valt een zeer smalbandige afgestemde filters, waarbij de smalbandige karakteristieken ontstaan door een parallelschakeling van spoelen en condensatoren. Iedere radio en TV zit vol met dergelijke afgestemde smalbandige kringen. Zolang de frequentie waarop de kringen afgestemd moeten worden in het MHz-bereik ligt, kan men gebruik maken van kleine condensatoren en spoelen. Moet men echter een zeer laagfrequente smalbandige afgestemde versterker maken, dan zal men praktisch onrealistisch grote spoelen moeten gebruiken.

In dit soort gevallen kan een gyrator uitkomst bieden. Een spoel is immers te simuleren door een gyrator te ontwerpen en de secundaire poort zuiver capacitief te belasten. De combinatie van gyrator plus condensator wordt dan door de rest van de schakeling gezien als een gewone spoel, met de door de formule gegeven waarde.

Gyratoren kunnen op verschillende manieren opgebouwd worden. Een van de beste manieren is door gebruik te maken van twee OTA's. Uit de gyrator-vergelijkingen volgt immers dat er een bepaald lineair verband bestaat tussen de primaire spanning en de secundaire stroom. Dat is nu precies iets dat, zoals bekend, bij een OTA ook het geval is.



Figuur 3/12.10-42: Het praktische schema van een gyrator met een OTA van het type CA 3060.

In figuur 3/12.10-42 is het praktische schema getekend van een gyrator-schakeling die opgebouwd is rond twee OTA's. Voor deze OTA's kan gebruik gemaakt worden van het type CA 3060 van RCA. Als men op de secundaire poort 2 een condensator van 3 μF aansluit, dan ontstaat er op poort 1 een zelfinductie van niet minder dan 10.000 H! De gyratorconstante van deze schakeling is gelijk aan 0,016. Het bruikbare frequentiebereik loopt tot 10 kHz. Vanwege de bijzondere eigenschappen van de schakeling kan men de primaire poort belasten met wis-

selspanningen tot 250 $V_{effectief}$. De kwaliteitsfactor Q van de spoel ligt tussen de 10 en 15.
Met behulp van de potentiometer R6 kan men de I_{ABC} van beide OTA's gezamenlijk regelen. Met deze regeling kan men de gyrator-constante instellen.

Het zou in het kader van dit hoofdstuk te ver voeren om de werking van deze schakeling tot in alle details te bespreken. Dat zou bovendien alleen maar kunnen met een behoorlijk grote dosis wiskunde. Maar wel is instinctief aan te voelen dat de schakeling voldoet aan de universele gyrator-uitdrukkingen. De uitgangsstroom van de bovenste OTA bepaalt immers de ingangsspanning van de onderste OTA. En de uitgangsstroom van deze schakeling beïnvloedt de ingangsspanning van de bovenste OTA. Hetgeen precies door de twee eerder gepubliceerde formules wordt aangegeven als een van de fundamentele eigenschappen van een gyrator.

Met behulp van dergelijke schakelingen kan men dus grote spoelen simuleren door de secundaire poort van de gyrator te belasten met een vrij kleine condensator. Een tweede groot voordeel is dat de waarde van de spoel kan worden afgeregeld door het instellen van de I_{ABC} van beide OTA's.

Leverbare OTA-IC's

Inleiding
In dit subhoofdstuk zal een kort overzicht worden gegeven van de belangrijkste specificaties van de bekendste OTA-IC's van diverse fabrikanten.
Aan de orde komen:

- de CA 3080;
- de CA 3060;
- de HA 23080;
- de LM 13600-serie;
- de NE 5517;
- de CA 3280;
- de CA 3094.

Voor de aansluitgegevens van deze schakelingen wordt verwezen naar hoofdstuk 6/6.15.

De CA 3080
Deze OTA van RCA is ongetwijfeld de bekendste "eerste generatie"-schakeling. Het IC kost niet veel meer dan een standaard op-ampje.

- minimale voedingsspanning: +/-2 V
- maximale voedingsspanning: +/-18 V
- maximale I_{ABC}: 2 mA
- lineariteit G_m: 3 decaden
- open lus bandbreedte: 2 MHz
- slew rate: 50 V/µs
- constante factor: 19,2

Dank zij de zeer hoge slew rate is deze schakeling zeer geschikt voor het ontwerpen van snelle buffers en sample and hold's.

De CA 3060
Dit IC van RCA bevat drie identieke OTA's en een spanningsstabilisator, die een spanning aflevert die ongeveer 6,8 V positiever is dan de negatieve voedingsspanning. Deze spanning kan gebruikt worden voor het genereren van de stuurstromen voor de OTA's.

- minimale voedingsspanning: +/-2 V
- maximale voedingsspanning: +/-18 V
- maximale I_{ABC}: 2 mA
- lineariteit G_m: 2,5 decaden
- open lus bandbreedte: 110 kHz
- slew rate: 8 V/µs
- constante factor: 1.000

12.10 Theorie en praktijk van OTA's

De CA 3060 is dus erg traag en smalbandig en wordt aanbevolen voor LF-toepassingen.

De HA 23080
Dit IC is identiek aan de CA 3080 en wordt door Harris op de markt gebracht.

De LM 13600-familie
Deze familie van National Semiconductor bevat vier schakelingen die vrijwel identieke OTA's bevatten:
- LM 13600;
- LM 13700;
- LM 11600;
- LM 11700.

Het zijn de bekendste "tweede generatie"-schakelingen die ieder twee identieke OTA's bevatten met lineariseringsdioden en bufferversterkers.
- minimale voedingsspanning: +/-2 V
- maximale voedingsspanning: +/-18 V
- spanningsverschil ingangen: 5 V
- maximale I_{ABC}: 2 mA
- lineariteit G_m: 6 decaden (!)
- open lus bandbreedte: 2 MHz
- slew rate: 50 V/µs
- constante factor: 19,2

Deze schakelingen zijn zeer universeel bruikbare OTA's met goede eigenschappen. Zij worden aanbevolen voor het samenstellen van spanningsgestuurde filters en idem versterkers.

De NE 5517
Dit door Signetics (Philips) op de markt gebrachte IC is volledig vergelijkbaar met de net beschreven reeks van National Semiconductor.

De CA 3280
Deze OTA van RCA is een zeer snelle "tweede generatie"-schakeling met lineariseringsdioden aan de ingang, maar zonder uitgangsbuffers.
- maximale voedingsspanning: +/-18 V
- spanningsverschil ingangen: 5 V
- maximale I_{ABC}: 10 mA
- lineariteit G_m: 5 decaden
- open lus bandbreedte: 9 MHz
- slew rate: 125 V/µs
- constante factor: 16

Dank zij de zeer hoge slew rate is deze schakeling zeer geschikt voor het ontwerpen van snelle buffers en sample and hold's.

De CA 3094
Deze enkelvoudige OTA van RCA is een "tweede generatie"-schakeling, die niet minder dan 100 mA uitgangsstroom kan leveren!
- maximale voedingsspanning: +/-12 V
- spanningsverschil ingangen: 5 V
- maximale I_{ABC}: 2 mA
- lineariteit G_m: 5 decaden
- open lus bandbreedte: 4 kHz
- slew rate: 0,7 V/µs
- constante factor: 1.000

Het nadeel van deze schakeling is de zeer kleine stijgtijd en de zeer beperkte bandbreedte.
Maar dank zij de grote uitgangsstroom kan men voor deze schakeling zinvolle toepassingen verzinnen.

12.10 Theorie en praktijk van OTA's